

Titre: Conception d'antennes à réseau transmetteur à double couvertures orthogonales en polarisation circulaire gauche et droite
Title:

Auteur: Niguibzanga Lamine Bamogho
Author:

Date: 2022

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Bamogho, N. L. (2022). Conception d'antennes à réseau transmetteur à double couvertures orthogonales en polarisation circulaire gauche et droite [Thèse de doctorat, Polytechnique Montréal]. PolyPublie.
Citation: <https://publications.polymtl.ca/10698/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/10698/>
PolyPublie URL:

Directeurs de recherche: Jean-Jacques Laurin
Advisors:

Programme: Génie électrique
Program:

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL

affiliée à l'Université de Montréal

**Conception d'antennes à réseau transmetteur à double couvertures
orthogonales en polarisation circulaire gauche et droite**

NIGUIBZANGA LAMINE BAMOGHO

Département de génie électrique

Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de *Philosophiæ Doctor*

Génie électrique

Novembre 2022

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL

affiliée à l'Université de Montréal

Cette thèse intitulée :

Conception d'antennes à réseau transmetteur à double couvertures orthogonales en polarisation circulaire gauche et droite

Présentée par **Niguibzanga Lamine BAMOGHO**

en vue de l'obtention du diplôme de *Philosophiæ Doctor*

a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de :

Mohammad S. SHARAWI, président

Jean-Jacques LAURIN, membre et directeur de recherche

Ke WU, membre

Tarek DJERAFI, membre externe

DÉDICACE

À la science

Aux ondes

Aux rêves...

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier le professeur Jean-Jacques Laurin pour m'avoir permis de travailler sur ce projet. Par son expérience, sa compétence et ses qualités de pédagogue, il m'a conduit vers les solutions idoines au cours des différentes phases du projet. Je tiens aussi à le remercier pour le soutien et autres appuis multiformes que j'ai pu bénéficier toute fin du projet de recherche. Merci pour son encadrement durant le projet.

Mon projet faisant partie d'un groupe de recherche élargi impliquant entre autres l'université de Toronto et MDA Missions Spatiales, je profite ici remercier spécialement Yves Demers et Mathieu Riel chez MDA et Pr. Sean Victor Hum de l'université de Toronto pour les échanges fructueux lors des différentes réunions de travail.

Je remercie aussi les Profs. Christian Cardinal, Chahé Nerguizian et Yasmina Benabderrahmane pour le soutien tout au long. Je n'oublie pas Pascal Burasa et Louis-Phillipe Carignan pour leur disponibilité sans faille.

J'adresse aussi mes remerciements à toute l'équipe de support technique au Poly-Grames. Plus particulièrement, Jules Gauthier et Maxime Thibault pour les mesures en micro-ondes et le soutien technique dont j'ai bénéficié, Steve Dubé et Traian Antonescu pour la fabrication des prototypes ainsi que Jean-Sébastien Décarie pour son support informatique indispensable. Un grand merci à Brigitte, Rachel Lortie ainsi qu'à Nathalie Lévesque pour leur aide très appréciée au point de vue administratif tout au long de mon parcours à Polytechnique.

À tous mes collègues étudiants du Centre de Recherche Poly-Grames avec qui j'ai pu échanger sur différents aspects touchant de près ou de loin à ce projet je leur dis merci ces moments. Je leur dois mes progrès dans l'apprentissage de l'anglais. Un clin d'œil particulier à Dr. Hassan Moharram pour sa contribution dans ces travaux ainsi qu'à mes collègues du PolyGrames, Ahmed Numan, Amirhossein Ghasemi, Marzieh Mehri Dehnavi, Jean Temga, pour leurs soutiens multiformes et essentiels.

RÉSUMÉ

Les applications dans les communications par les satellites (télécommunications mobiles, radars, radiométrie et télédétection spatiaux) exigent d'assurer une liaison radiofréquence continue et fiable, mais aussi à haut débit partout. Les antennes multifaisceaux (AMFx) ou *spots* directs sont préférées afin d'assurer un plus grand gain sur l'ensemble de la zone couverte, en utilisant de *spots contigus* à grand gain et ensuite qu'elle permet la réutilisation de fréquence dans plusieurs zones couvertures géographiques différentes pour augmenter la capacité. Une technique de conception d'AMFx est exploitée le principe de la diversité de polarisation pour générer un ou plusieurs des faisceaux dans chacune des polarisations orthogonales.

Dans cette thèse, nous avons développé un système d'antenne à double faisceaux orthogonaux en polarisation circulaires (ADFO-PC) fonctionnant en bande K centrée à 20 GHz. Les performances du concept proposé seront validées par des prototypes fabriqués et mesurés expérimentalement en bande K (bande d'intérêt de 18 à 22 GHz) et centrée à 20 GHz. Cet ADFO-PC qui est un cas particulier d'AMFx, transmet deux faisceaux indépendants, un en polarisation circulaire droite et l'autre en circulaire gauche. L'ADFO-PC comprend deux métasurfaces transmissives. La première métasurface est un réseau transmetteur holographique (RTH) qui est bipolarisé, transmettant deux faisceaux orthogonaux et indépendamment en champ lointain dans les directions différentes en polarisation linéaire horizontale et verticale respectivement. La seconde métasurface est un polariseur circulaire qui convertit les deux faisceaux polarisés linéairement en deux faisceaux polarisés circulairement.

Pour ce faire, nous avons d'abord développé au chapitre 3 une cellule élémentaire présentant des propriétés d'anisotropie (CEA) dont le motif est à base de croix de Jérusalem en grille (CJG) avec une plage de susceptance suffisante pour notre application. Ces CEAs ont permis de développer des cellules unitaires déphaseuses bipolarisées à quatre couches appropriée pour la conception du RTH. À partir de ces cellules nous avons conçu et mesuré d'abord un système d'antenne à double faisceaux orthogonaux en polarisation linéaire (ADFO-PL) et ensuite le polariseur circulaire (PC), développé au chapitre 4. L'ADFO-PC est finalement une association de ces deux métasurfaces. Une source primaire de référence qui est une antenne cornet à double polarisations linéaires connecté à un transducteur orthogonal de mode (OMT : *Orthomode Transducer*) transmettra deux ondes en polarisation linéaire le long des axes x et y. Concrètement, le système d'antenne à double

métasurfaces (ADFO-PC) fonctionnera de la manière suivante : le cornet à double polarisations linéaires illumine le RTH/PC qui transmettra deux faisceaux orthogonaux à patrons de rayonnement formés, indépendants et directifs dans chacune des polarisations circulaires gauche et droite.

La méthode des réseaux transmetteurs holographiques (ou MRTH) développé au chapitre 5 est un algorithme itératif de synthèse de phase seulement (ou *phase-only synthesis technique*). La MRTH est une version modifiée de l'algorithme GSA (Gerchberg-Saxton Algorithm) traditionnel pour synthétiser tout type de patrons de rayonnement en tenant compte des imperfections (pertes d'insertion) des cellules déphaseuses (CUBs) du RTH à chaque itération.

Au chapitre 6, nous avons pu démontrer expérimentalement les performances du système proposé en termes d'orthogonalité, d'isolation et contrôle des largeurs de faisceau à mi-puissance (*HPBW : Half Power BeamWidth*), pour chaque faisceau. Les premiers prototypes expérimentés sont des RTHs de petites tailles ($4,2\lambda \times 4,2\lambda$ à $f=20\text{GHz}$) synthétisant des patrons de rayonnement identiques dans les deux polarisations H et V. Les résultats de simulations numériques avec l'outil EM HFSS seront validés et comparés aux mesures expérimentales. Par la suite, un prototype RTH de plus grande taille (53×53 CUBs : $11\lambda \times 11\lambda$) ont permis de synthétiser des doubles faisceaux orthogonaux plus minces et directifs dans les deux polarisations H et V. Finalement, ce dernier RTH composé de 2809 CUBs est considéré comme le prototype final pour la conception du système d'ADFO-PL auquel nous associerons le polariseur circulaire réalisé au chapitre 4 pour obtenir le système d'ADFO-PC qui assurera la transmission de double couvertures radiofréquences orthogonales et indépendantes, en polarisation circulaire gauche (PCG) et droite (PCD). Les performances (patrons de rayonnement, gains et efficacités) dans les deux polarisations (H et V) sont très satisfaisants. En effet, les prototypes simulés et fabriqués indiquent la possibilité de réaliser des faisceaux de différentes formes (circulaires, elliptiques...) avec des largeurs de faisceaux de 6° et 16° . La polarisation croisée est en deçà de 22 dB dans les faisceaux principaux.

ABSTRACT

Applications in satellite communications (mobile communications, radar, spaceborne radiometry and remote sensing) require a continuous and reliable radio frequency link with high throughput everywhere. Multi-beam antennas (MBA) or directional spots are preferred to ensure a higher gain over the entire coverage area, using contiguous high gain spots and secondly it allows frequency reuse in several different geographical coverage areas to increase capacity. One design technique of MBA is to exploit the principle of polarization diversity to generate one or more beams in each of the orthogonal polarizations.

In this thesis, we have developed a circularly polarized orthogonal dual beam antenna system (CP-ODBA) operating in K-band centered at 20GHz. The performances of the proposed concept will be validated by prototypes manufactured and experimentally measured in K-band (band of interest from 18 to 22 GHz) and centered at 20GHz. This antenna system, which is a special case of MBA, transmits two independent orthogonal beams, one in right-hand circular polarization (RHCP) and the other in left-hand circular polarization (LHCP). The CP-ODBA is made of two main transmitting metasurfaces. The first one is a holographic transmitarray antenna (HTA) which is a bipolarized metasurface, transmitting two orthogonal and independently beams in different directions in horizontal and vertical linear polarization respectively. The second metasurface is a circular polarizer that converts the two linearly polarized beams into two circularly polarized orthogonal beams.

In order to do so, we first developed in Chapter 3 an elementary anisotropy unit-cell (CEA) based on a Jerusalem cross-grid (CJG) pattern having sufficient susceptance range to allow the development of bipolarized four-layer cells capable of 360° phase-shift suitable for HTA design. We then designed and measured first a dual orthogonal beam antenna system in linear polarization (PL-ODBA) using those BUCs and the circular polarizer (PC-CJG) as well. The CP-ODBA is finally a combination of these two metasurfaces. A dual linearly polarized horn antenna connected to an orthogonal mode transducer (OMT) will illuminate the CP-ODBA which will transmit two orthogonal beams with shaped, independent and directed radiation patterns with the left and right circular polarizations.

The Holographic Transmittarray Method (or HTAM) developed in Chapter 5 is an iterative phase-only synthesis technique. The HTAM is a modified version of the traditional Gerchberg-Saxton Algorithm (GSA) to synthesize all types of radiation patterns considering the imperfections

(insertion losses) of the bipolarized phase shifting cells (CUBs) of the HTA at each iteration.

In chapter 6, we were able to experimentally demonstrate the performance of the proposed system in terms of orthogonality, isolation, and control of the beam widths at half power (HPBW), for each beam. The first prototypes tested are small RTHs ($4.2\lambda \times 4.2\lambda$ at $f=20\text{GHz}$) synthesizing identical radiation patterns in both H and V polarizations.

Numerical results with the EM HFSS tool were validated and compared to experimental measurements successfully. Subsequently, a larger prototype (53×53 CUBs: $11\lambda \times 11\lambda$) was then implemented. Finally, this last HTA composed of 2809 CUBs is considered as the final prototype to design the PL- ODBA system to which we associate to the circular polarizer realized in chapter 4 to obtain the CP-ODBA system that will ensure the transmitting the two independent and orthogonal coverages in left (RCHP) and right (RCHP) circular polarizations. The performances (radiation patterns, gains, and efficiencies) in both polarizations (H and V) are very satisfactory. Indeed, the fabricated prototypes indicate the possibility of realizing beams of different shapes (circular, elliptical...) with beam widths of 6° and 16° . The cross polarization is below 22 dB in the main beams.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE.....	III
REMERCIEMENTS	IV
RÉSUMÉ.....	V
ABSTRACT	VII
TABLE DES MATIÈRES	IX
LISTE DES TABLEAUX.....	XIII
LISTE DES FIGURES	XIV
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	XXI
LISTE DES ANNEXES	XXII
CHAPITRE 1 INTRODUCTION.....	1
1.1 Contexte et problématique	1
1.2 Objectifs de la recherche	3
1.3 Démarche de la thèse.....	5
CHAPITRE 2 RÉVUE DE LA LITTÉRATURE	7
2.1 Introduction aux antennes à couverture multifaisceaux pour applications spatiales	7
2.2 Les antennes à réflecteurs paraboliques	9
2.3 Les antennes à lentilles.....	11
2.4 Les antennes à réseaux phasés actifs.....	12
2.5 Antennes multifaisceaux à surfaces électromagnétiques avancées.....	13
2.5.1 Antennes multifaisceaux à métasurfaces.....	15
2.5.2 Antennes multifaisceaux à réseau réflecteur (RR).....	16
2.5.3 Réseaux transmetteurs passifs.....	18
2.6 Réseaux Transmetteurs actifs.....	33

2.7	Développement et tendances futures.....	43
2.8	Conclusion.....	44
2.9	Motivation et Objectifs de la thèse.....	44
2.9.1	Motivation.....	44
2.9.2	Objectifs.....	45
CHAPITRE 3 DEVELOPPEMENT DE CELLULES DÉPHASEUSES BIPOLARISÉES....		48
3.1	Introduction.....	48
3.2	Principe théorique de fonctionnement de la cellule déphaseuse bipolarisée.....	48
3.2.1	Méthode d'analyse et dimensionnement de la cellule multicouche.....	51
3.3	Synthèse des cellules élémentaires anisotropes (CEAs).....	58
3.3.1	Choix des motifs métalliques.....	58
3.3.2	Étude détaillée de la cellule élémentaire anisotrope.....	64
3.4	Performances simulées des cellules unitaires bipolarisées à quatre couches.....	74
3.4.1	Choix du substrat diélectrique.....	74
3.4.2	Analyse de la modulation orthogonale de phase (MOP) à 20 GHz.....	77
3.4.3	Réponses en fréquence des cellules unitaires.....	80
3.4.4	Étude de la cellule unitaire en incidence oblique.....	84
3.5	Conclusion.....	93
CHAPITRE 4 CONCEPTION D'UN POLARISEUR CIRCULAIRE À DOUBLE POLARISATION GAUCHE ET DROITE.....		94
4.1	Introduction.....	94
4.2	Principe du double polariseur circulaire à croix de Jérusalem en grille.....	94
4.3	Procédure de synthèse du Polariseur circulaire gauche et droite.....	98
4.3.1	Synthèse optimale du polariseur circulaire.....	98
4.3.2	Conception optimale du CP à CJG.....	99

4.4	Fabrication et caractérisation du prototype	101
4.4.1	Description du banc de test en espace libre.....	101
4.4.2	Analyse de performances du polariseur circulaire	103
4.4.3	Performances en incidence oblique.....	106
4.5	Conclusion.....	107
CHAPITRE 5 CONCEPTION DE RÉSEAUX TRANSMETTEURS À DOUBLE FAISCEAUX ORTHOGONAUX		108
5.1	Introduction	108
5.2	Architecture du système d'antenne à réseau transmetteur	109
5.2.1	Principe d'opération du système d'antenne	109
5.3	Synthèse de faisceaux en double polarisation orthogonales par holographie	112
5.3.1	Description de la méthode de synthèse MHRT.....	113
5.3.2	Analyse de performance de la MHRT.....	126
5.4	Conclusion.....	130
CHAPITRE 6 CONCEPTION D'UNE ANTENNE A RESEAU TRANSMETTEUR A DOUBLE COUVERTURE ORTHOGONALES EN POLARISATIONS CIRCULAIRE GAUCHE ET DROITE.....		131
6.1	Introduction	131
6.2	Conception de RTH avec HFSS.....	132
6.2.1	La source de référence CDPL	132
6.2.2	Conception de RTH avec HFSS.....	137
6.2.3	Mesures expérimentales	145
6.2.4	Mesures expérimentales des RTH 21x21 CUBs.....	150
6.2.5	Gain mesuré maximal mesurés RTH#1 et RTH#2.....	155
6.3	Conception et réalisation du prototype RTH à 53x53 CUBs	157

6.3.1	Synthèse MHRT 53x53 CUBs	158
6.3.2	Prototype RTH 53x53 CUBs.....	161
6.4	Système d'antenne à double surfaces (RTH et PC)	166
6.4.1	Mesures du RTH associé au PC (RTH/PC)	166
6.4.2	Analyse fréquentielle des faisceaux transmis PCD et PCG	168
6.4.3	Mesures sphériques en champs lointain	169
6.5	Conclusion.....	172
CONCLUSION		175
6.6	Conclusion.....	175
6.7	Travaux futurs	176
RÉFÉRENCES		178
ANNEXES		192

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1	Référencement de la revue de littérature.....	8
Tableau 2.2	Comparatif système d'antenne proposé par rapport à la littérature.....	47
Tableau 3.1	Récapitulatif des CEAs développées.....	62
Tableau 3.2	Dimensions des paramètres du motif CJG	67
Tableau 3.3	Couples de paramètres permettant d'obtenir un comportement anisotrope de la CJG	67
Tableau 3.4	Propriétés de substrats diélectriques minces analysées	74
Tableau 3.5	Susceptances b nécessaires pour concevoir les 8 CUBs à 20 GHz.....	78
Tableau 3.6	Bande passante (BP) et fréquence centrale f_c de chaque CUB simulée	81
Tableau 3.7	Performances de bande passante selon la quantification des CUBs du RTB.....	83
Tableau 4.1	CUB-CP dimensions (mm) des susceptances pour les couches CEA.....	102
Tableau 5.1	Régions de couvertures à réaliser par les RTH#1, RTH#2, et RTH#3	121
Tableau 5.2	Récapitulation des performances de la synthèse de patrons avec la MHRT....	129
Tableau 6.1	Description des champs rayonnés par le CDPL	135
Tableau 6.2	Description des faisceaux désirés en champ lointain	138
Tableau 6.3	Architecture du montage RTH 21 x 21 CUBs	147
Tableau 6.4	Caractéristiques de substrats utilisés pour les prototypes à 10 GHz	150
Tableau 6.5	RTH#1 : Comparaison des patrons expérimentaux et simulés.....	151
Tableau 6.6	RTH#2 : Comparaison des patrons expérimentaux et simulés.....	153
Tableau 6.7	Architecture du montage RTH : 53x53 CUBs	158
Tableau 6.8	Patrons de rayonnement 3D désiré en champ lointain	161
Tableau 6.9	Résultats de mesures à la fréquence de 20 GHz.....	164

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	Exemple de couverture typique de GEO multifaisceaux.....	1
Figure 1.2	ADFO-PC en polarisation circulaire gauche (PCG) et droite (PCD)	4
Figure 2.1	Faisceaux multiples engendrés par le réflecteur avec un BFN	10
Figure 2.2	Circuit BFN, (a) Thales Alinea Space, (b) Airbus [11]	10
Figure 2.3	Multifaisceaux en lentille (a) à guide d'ondes [15-16], (b) passive discrète et des sources primaires, (c) actives discrètes à contraintes [16-18]	11
Figure 2.4	Antenne à réseaux phasés actif 2D, bidimensionnelle avec un réseau de BFN à balayage électronique du diagramme de rayonnement à faisceau étroit [36].....	12
Figure 2.5	Antenne à réseaux phasés actif 2 D, bidimensionnelle avec un réseau de BFN à balayage électronique du diagramme de rayonnement à faisceau étroit [32].....	13
Figure 2.6	Schéma de principe d'une antenne à (a) RR et (b) RT.....	14
Figure 2.7	AMFx à MTS pour quatre faisceaux RHCP indépendants [56]	15
Figure 2.8	ADFO à MTS à double H-V (a) Structure et vue de la CU (b) Prototype [57]....	15
Figure 2.9	RR à double bande et double polarisation (a) Photo, (b) coordonnées cartésiens [64].....	17
Figure 2.10	Trois types de CU d'AFA basés sur des résonateurs [68].....	18
Figure 2.11	CU d'un RT basée sur une patch alimentée directement [71].....	19
Figure 2.12	CU d'un RT basées sur des lignes CPW [72].....	19
Figure 2.13	CU et RT basé sur un patch tourné [71][72].....	20
Figure 2.14	CU basée sur des anneaux carrés doubles et gain du RT [73-74].....	21
Figure 2.15	RT basé sur une CU (a) dipôle spirale [75], (b) diagonale divisée [76]	21
Figure 2.16	RT basé sur CU (a) de patch à fentes [77], (b) croix de Malte modifiée [78]	22
Figure 2.17	CU à fente annulaire et une bande interdite photonique compacte uni-planaire [74]	23
Figure 2.18	CU à 4 couches métalliques à fente croisée [75]	23
Figure 2.19	RT en métal seul à CU à double fente annulaire [80].....	24
Figure 2.20	RT à éléments de déphasage spatial en bande X [81] et en bande Ka [82]	24
Figure 2.21	CU à polarisation circulaire à cinq couches dans la bande Ku [83]	26
Figure 2.22	CU à polarisation circulaire basées sur la technique de rotation [84]	26
Figure 2.23	CU à polarisation circulaire basées sur la technique de rotation [85].....	26

Figure 2.24	CU à polarisation circulaire basée sur une structure à trous [86]	27
Figure 2.25	CU à fente croisée pour double polarisation linéaire utilisée en polarisation circulaire [82].....	28
Figure 2.26	Cellule unitaire à dipôle croisé pour double polarisation linéaire et circulaire [83]	28
Figure 2.27	CU à double polarisation et faisceaux à deux polarisations [89].....	29
Figure 2.28	CU à double polarisation et prototype fonctionnant à 6 GHz [90]	29
Figure 2.29	CU métallique à double bande [91]	30
Figure 2.30	RT métalliques à double bande avec une CU à fente [92].....	31
Figure 2.31	CU double bande à polarisation circulaire [93]	31
Figure 2.32	CU à quatre couches à double boucle carrée en bande Ku [95]	33
Figure 2.33	CU de retard à temps réel à filtres passe-bande [94]	33
Figure 2.34	CU à 4 couches [96] [97] (a) son circuit équivalent en circuit shunt et (b) Éléments	34
Figure 2.35	Configuration de la CU empilée (a) et de ses couches (b) [102].....	35
Figure 2.36	CUR avec schéma de source d'alimentation [105]	36
Figure 2.37	CUR à déphaseur en T à pont équilibré et un à patches empilés [107].....	37
Figure 2.38	Géométrie et prototype de la CUR en la bande C [110].....	38
Figure 2.39	CUR en bande X utilisant une diode PIN [111]	39
Figure 2.40	(a) CUR à polarisation circulaire et (b) ses couches.....	40
Figure 2.41	CU double à polarisation linéaire en bande X [116]	41
Figure 2.42	CU hybride pour la commutation en polarisation bilinéaire et circulaire [118]...41	
Figure 2.43	Structure d'un sous-module de RTA en bandes K/Ka [119].....	43
Figure 3.1	Procédure de synthèse des phases.....	49
Figure 3.2	Structures de CUs à 3 couches (a) et 4 couches (b) de susceptances bi et bo	50
Figure 3.3	(a) CUB à 3 couches, (b) Réseau transverse équivalent (RTE).....	52
Figure 3.4	Courbes de conception pour les cellules à 3 couches pour des longueur électrique $d = \lambda/4$ et $d = \lambda/8$. (a) Courbe $C1$: phases de S_{21} (b) Courbe $C2$: conditions d'adaptation	54
Figure 3.5	(a) Cellule unitaire (CU) à 4 couches, (b) Modèle circuit équivalent.....	55

Figure 3.6	Guides de conception des cellules à 4 couches avec $d1 = \lambda/4$ et $d2 = \lambda/8$ (a) Phases de transmission, (b) conditions d'adaptation $b2$	57
Figure 3.7	CEA, (a) modèle HFSS avec CFP maître et esclaves et les PF, (b) RTE.....	58
Figure 3.8	Étude de la sensibilité de la réponse en phase des CUBs réalisés avec les divers CEAs en fonction de l'angle d'incidence	64
Figure 3.9	CEA proposée, (a) Boucle Carrée (BC), (b) Croix-Jérusalem (JC), (c) Croix-Jérusalem en grille (CJG), (d) Vue agrandie de (c).....	65
Figure 3.10	Courbes de réponse en fréquence, (a) susceptances des motifs CJG, JC et BC, (b) coefficient de transmission S_{21} (dB) et de réflexion S_{11} (dB)	66
Figure 3.11	Courbes de susceptances b_{xy} vs $L_{1x/y}$ pour différentes valeurs de W_{2x} et W_{2y}	68
Figure 3.12	Courbes de susceptances b_{xy} vs $L_{2x/y}$ avec $2.5 \leq W_{2x} = W_{2y} \leq 10$ mil.....	69
Figure 3.13	Croix-Jérusalem en grille (a) CJG, (b) Modèle RTE.....	70
Figure 3.14	Cartes 3D des susceptances. (a) : b_y vs L_{2x} et L_{2y} , et (b) : b_x vs L_{2x} et L_{2y} en	71
Figure 3.15	Contours des susceptances b_x et b_y en fonction de L_{2y} et L_{2x}	72
Figure 3.16	CEA sous incidence oblique avec le plan d'incidence $\varphi = 0^\circ$: (a) polarisation TE, (b) polarisation TM.....	73
Figure 3.17	Sensibilité des susceptances b_x et b_y en fonction de L_{2x} et L_{2y} respectivement pour $0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$ en polarisations TE et TM.....	73
Figure 3.18	Analyse comparative des substrats diélectriques 4 couches, (a) Séparation entre-couche d , (b) Séparation entre-couche de $d1$ et $d2$	76
Figure 3.19	Analyse comparative de 4 couches de Diclاد880 avec quatre différentes configurations de séparation entre-couche de $d1$ et $d2$	77
Figure 3.20	Phases désirées et simulée pour les 8 CUBs, $S_{21x}=0$	79
Figure 3.21	Constellation MOP64 désirées (cercle en bleue) et simulées (croix en rouge)	80
Figure 3.22	Amplitudes (a) et phases (b) de transmission (S_{21y}) de 8 CUBs Simulées.....	82
Figure 3.23	CUBs (a) Puissance dissipée (PD), en absolu (b) XPD (dB).....	83
Figure 3.24	Système d'antenne à RTB (a) 3D et (b) 2D avec des angles d'incidence	85
Figure 3.25	Évaluation de la sensibilité des amplitudes en transmission des 8 CUBs avec des angles d'incidence obliques variables ($0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$) des champs en polarisation TE et TM avec HFSS.....	88

Figure 3.26	Évaluation de la sensibilité des phases en transmission des 8 CUBs avec des angles d'incidence obliques variables ($0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$) des champs en polarisation TE et TM avec HFSS	90
Figure 3.27	Performance des 8 CUBs en incidence oblique $0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$, (a) amplitudes et (b) phase de transmission de la polarisation TE, et $\varphi = 0^\circ$	91
Figure 4.1	PC-CJG à 4 couches pour la transmission d'onde en PCG et en PCD pour $\psi = \pm 45^\circ$	96
Figure 4.2	Illustration de la transformation PL à PC pour une onde E_{incV} en PL sur l'axe y, (a) composantes incidentes $E_{incx'}$ et $E_{incy'}$, (b) composantes transmises $E_{outx'}$ et $E_{outy'}$ pour l'onde E_{outV} en PC.....	96
Figure 4.3	(a) PC-CJG et (b) modèle de circuit dans lequel des condensateurs et des inductances modélisent les susceptances bx' et by' des surfaces pour les polarisations x' et y' respectivement	97
Figure 4.4	Coefficients de transmissions des 64 CUBs (a) amplitudes en dB, (b) Phases, $\varphi_{x'}$ vs $\varphi_{y'}$ à 20 GHz	100
Figure 4.5	Banc de mesure en espace libre, (a) Prototype PC-CJG (b) banc de test	101
Figure 4.6	Coefficients de transmission $T_{x'}$ et $T_{y'}$ (a) amplitude et (b) phase des mesurées (courbes en traits pointillés) et simulés (courbes en traits continus) de couleur rouge et bleue respectivement.....	103
Figure 4.7	Rapport axial, (a) simulé en bleu dans HFSS et (b) mesuré en rouge	104
Figure 4.8	Ellipticité de la polarisation du champ E mesuré du CP à 4 couches pour 12 fréquences différentes de 17.5 à 23 GHz à $\theta = 0^\circ$	105
Figure 4.9	Performances du polariseur en incidence oblique pour $0^\circ \leq \theta \leq 20^\circ$, (a) rapport axial, (b) coefficient de transmission T_x (en trait continu) et T_y (en traits pointillés) du PC-CJG.....	106
Figure 5.1	Réseau transmetteur bipolarisé RTB	110
Figure 5.2	Organigramme de principe de l'algorithme MHRT	114
Figure 5.3	Mise en œuvre des équations de synthèse MHRT.....	119
Figure 5.4	Distribution du champ électrique incident sur le RTH produit par l'antenne CDPL, simulé avec Ansys HFSS, (a) amplitude et phase pour un réseau de 53x53 (b) Même distribution, mais avec remplissage de zéros (<i>zero-padded</i>) pour augmenter la taille du réseau à 130x130 cellules	120
Figure 5.5	Synthèse MHRT de deux faisceaux circulaires focalisées en champ lointain, rayon $r=0.1$: colonne (a) en polar H et colonne (b) en polar V.....	122

Figure 5.6	Distributions des pertes d'insertion (PI) relatives aux CUBs pour faisceaux circulaires focalisés, $r=0.1$: colonne (a) polar H et colonne (b) polar V	123
Figure 5.7	Synthèse MHRT de doubles faisceaux dépointés de rayon $r = 0.1$: (a) faisceau dépointé à -10° polar H et (b) faisceau dépointé à $+10^\circ$ polar V, dans le plan $u = 0.1$ et $v = 0$	124
Figure 5.8	Distributions des pertes d'insertion (PI) relatives aux CUBs pour faisceaux circulaires dépointés, $r=0.1$: colonne (a) en polar H et colonne (b) en polar V	125
Figure 5.9	Deux: Faisceaux sectoriels elliptiques à polarisations orthogonales, masques (0,1), Patrons et phases désirés pour faisceaux dépointés à $\pm 10^\circ$ (a) en polar H et (b) polar V	126
Figure 5.10	Effet de la quantification de phase sur le RTH pour des patrons de rayonnement (a) 1 bit (b) 2 bits, et (c) 3 bits dans le plan uv avec un rayon $r=0.1$	128
Figure 5.11	Effet de la quantification de phase sur la convergence de l'algorithme MHRT, EQM (a) 1 bit (b) 2 bits, et (c) 3 bits avec des rayons $r=0.1$, $r=0.21$ et $r=0.25$..	128
Figure 6.1	Modèle HFSS du cornet CDPL de référence	132
Figure 6.2	Cornet de référence (CDPL) assemblé, (1) antenne cornet, (b) transition carré-circulaire, (3) OMT, (4) entrée, polar H, (5) entrée, polar V	133
Figure 6.3	CDPL simulés et mesurés : champs incidents E_{incx} et E_{incy} (copolarisés et contra-polarisés) pour la (a-c) polar H et (b-d), polar V	134
Figure 6.4	Source CDPL : paramètres S mesurés aux ports H et V	137
Figure 6.5	Source CDPL : Champs électriques incidents, (a)-(c) E_{incx} et (b)-(d) pour E_{incy} (amplitudes et phases)	139
Figure 6.6	Modèle HFSS du système d'ADFO-PL avec la méthode FE-BI	141
Figure 6.7	RTH#1: Distribution de phases (a) polar H, (b) polar V	141
Figure 6.8	RTH#2: Distribution de phases (a) polar H, (b) polar V	142
Figure 6.9	Patrons de rayonnement simulés des RTH#1 et RTH#2 (a) polar H, (b) et polar V	144
Figure 6.10	RTH#1 : Patrons normalisés simulés (a), polar H, (b) polar V	145
Figure 6.11	RTH#2 : Patrons normalisés simulés (a), polar H, (b) polar V	145
Figure 6.12	Système de mesure CATR de la chambre anéchoïque	146
Figure 6.13	Prototype RTH (21x21 CUBs) (a) assemblé, (b) quatre couches	148
Figure 6.14	Repérage de couches de PBCs fabriquées pour le RTH 53x53 CUBs	149

Figure 6.15	Résultats de patrons de rayonnement normalisés, mesurés du RTH#1 polar H, (b) polar V	151
Figure 6.16	RTH#2 : Patrons de rayonnement normalisés simulés en bleue et mesurés en rouge (a) polar H, (b) polar V	152
Figure 6.17	RTH#2 : Patrons de rayonnement mesuré et compensé dans les plans E ($\varphi=90^\circ$) et H ($\varphi=0^\circ$), (a) polar H, (b) polar V	153
Figure 6.18	RTH#1, Gain (dB) des patrons de rayonnement normalisés mesurés (a) en H, (b) en V	154
Figure 6.19	RTH#2, Gain (dB) des patrons de rayonnement normalisés mesurés (a) en H, (b) en V	154
Figure 6.20	Gain(dB) mesurés de patrons de rayonnement en polar H et V (a) RTH#1, (b) RTH#2.....	156
Figure 6.21	Montage expérimental (a) prototype RTH seul, (b) RTH/PC, (c) assemblage..	157
Figure 6.22	Synthèse MHRT de deux faisceaux circulaires (a) $r=0.01$ polar H et (b) $r=0.017$ polar V	159
Figure 6.23	Patron de rayonnement normalisés pour RTH de 53×53 CUBs. (a) polar H, (b) polar V	160
Figure 6.24	Prototype RTH (53×53 CUBs) (a) assemblé, (b) Vue des 4 couches	161
Figure 6.25	Patrons normalisés dans le plan $\nu=0$ avec (a) polar H, et (b) polar V, à $f=20\text{GHz}$	162
Figure 6.26	Patrons normalisés dans le plan $\nu=0$ avec (a) polar H, et (b) polar V, à $f=(19 :21\text{GHz})$	162
Figure 6.27	Patrons normalisés dans le plan $\nu=0$ avec (a) polar H, et (b) polar V, à $f=(18,20$ et $22\text{GHz})$	163
Figure 6.28	Patrons normalisés avec CDPL branché au polar H. (a) : co- polar, (b) : polar croisée $f=20\text{GHz}$	165
Figure 6.29	Patrons normalisés avec CDPL branché au polar V. (a) : co- polar, (b) : polar croisée $f=20\text{GHz}$	166
Figure 6.30	Patrons normalisés à $f=20\text{GHz}$ pour (a) CDPL en polar H, faisceau PCD et (b) CDPL en polar V, faisceau PCG	167
Figure 6.31	Phases φ_x et φ_y des champs E_x et E_y (a) PCD, (b) PCG	168
Figure 6.32	Patrons normalisés dans le plan $\nu=0$ avec (a) CDPL en polar H, et (b) CDPL en polar V, à $f=(19 :21\text{GHz})$	169

Figure 6.33	Patrons normalisés dans le plan $v=0$ avec (a) CDPL en polar H, et (b) CDPL en polar V, à $f = (18-22\text{GHz})$	169
Figure 6.34	Patrons normalisés en champ lointain avec CDPL en polar H (a) PCD, (b) polar croisée	170
Figure 6.35	Patrons normalisés en champ lointain avec CDPL en polar V (a) en PCG, (b) polar croisée	171
Figure 6.36	Rapport axial (RA) dans le plan uv à 20 GHz (a) Faisceau PCD (avec CDPL en polar H), (b) Faisceau PCG (avec CDPL en polar V)	171
Figure 6.37	Gain(dB) mesurés vs fréquence de patrons de rayonnement en polar H (rouge) et V(bleue) pour (a) RTH seul, (b) du RTH/PC	172
Figure B. 1	Simulations du CDPL dans HFSS, (a-b) polar H, (c-d) polar V.....	193
Figure B. 2	Mesures expérimentales du CDPL fabriqué, (a-b) polar H, (c-d) polar V, avec l'ancien système de mesure	193
Figure B. 3	Réponse en fréquence du CDPL, (a) polar H, (b) polar V avec l'ancien système de mesure.....	194
Figure B. 4	Mesures expérimentales du CDPL fabriqué, (a-b) polar H, (c-d) polar V avec le nouveau système de mesure.....	194
Figure B. 5	Réponse en fréquence du CDPL, (a) polar H, (b) polar V avec le nouveau système de mesure	195
Figure C. 1	Investigation des pertes du CDPL, mesure des S11 dans les polar H et V.....	196
Figure C. 2	Support métallique (face avant – face arrière)	196
Figure C. 3	La planche éclairée en bois avec le RTH.....	196
Figure D. 1	Base de données de Susceptances sont connectées à la base de données de paramètres	197

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

ADFO-PC	Antenne à double faisceaux orthogonaux en polarisation circulaire
ADFO-PL	Antenne à double faisceaux orthogonaux en polarisation linéaire
AMFx	Antennes multifaisceaux
CEA	Cellule élémentaire anisotrope (Cellule à une couche)
CDPL	Cornet double polarisation linéaire
CFP	Conditions frontières périodiques
CJG	Croix-Jérusalem en grille inductive
CU	Cellule unitaire
CUB	Cellule unitaire déphaseuse bipolarisée (Cellule multicouche)
EM	Électromagnétique
MEFSS	Miniaturized-Element Frequency Selective Surfaces
MOP	Modulation orthogonale de phase
MOS	Modulation orthogonale de susceptance
MTS	Métasurface
OEM	Onde électromagnétique
PCB	Printed circuit board
PF	Ports d'excitation de Floquet
RA	Rapport axial
RT	Réseau transmetteur
RTB	Réseau transmetteur bipolarisé
RTH	Réseau transmetteur holographique
RTE	Réseau transverse équivalent
SEM	Simulation électromagnétique
TE	Transverses électrique
TM	Transverse magnétique
XPD	Cross-polarisation discrimination

LISTE DES ANNEXES

Annexe A Équation quadratique	192
Annexe B Analyse fréquentielle du CDPL	193
Annexe C Investigation des performances de l'OMT et du support métallique	196
Annexe D Interconnexion de Base de données	197

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

1.1 Contexte et problématique

Les réseaux de communications mondiales par les satellites créent une connectivité fiable, continue et à haut débit, où que ce soit. En plus des systèmes de communication mobiles terrestres et personnels qui peuvent desservir des utilisateurs même lorsqu'ils sont situés dans des régions hostiles, les satellites ont des missions dans l'interférométrie à très longue distance, les radars spatiaux, la radiométrie et la télédétection de notre planète. Tout ceci est possible grâce à l'existence des ondes électromagnétiques à travers les antennes radiofréquences. La principale fonction des antennes utilisées dans les systèmes de télécommunications par satellite est de compenser la perte de puissance du signal qui se produit lors de son émission du sol vers l'espace (et vice versa). Les antennes spatiales installées à bord des satellites géostationnaires (à 36000 Km) fonctionnent en émission et en réception.

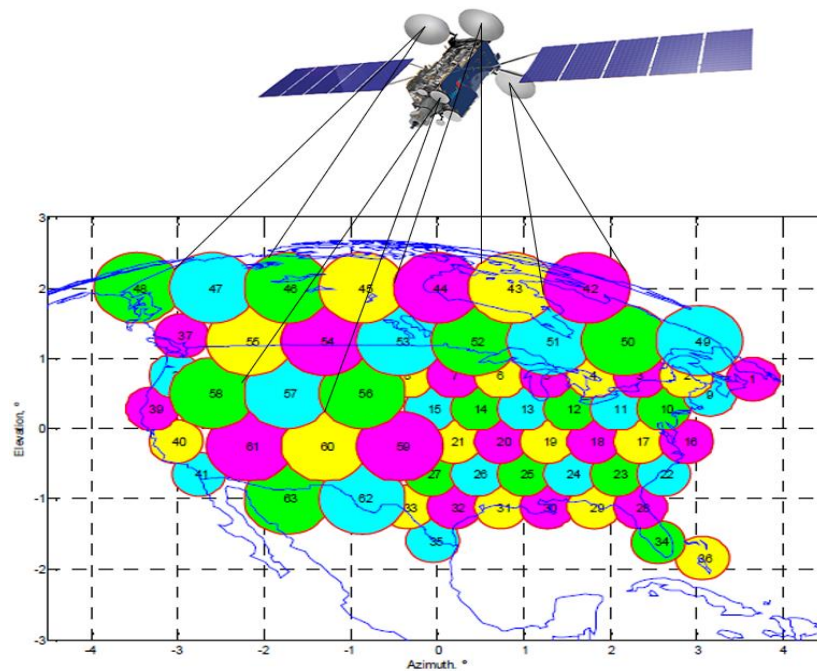


Figure 1.1 Exemple de couverture typique de GEO multifaisceaux

Le défi dans la conception d'une antenne dépend des exigences de la complexité des missions assignées caractérisées par le nombre de zones de services, la bande passante, la réutilisation des fréquences, la connectivité des canaux entre les zones de service, la flexibilité et la puissance. Afin de répondre à ces nombreuses exigences, le satellite embarque une multitude d'aériens comme le montre la Figure 1.1. En effet, ses systèmes de communications par satellites ont évolué pour répondre à l'explosion de la demande de services de haute qualité, la capacité (ou débit) et à faible coût grâce à des AMFx directifs embarquées. La plupart des AMFx opérationnelles adoptent pour les liaisons montantes et descendantes une architecture à une alimentation par faisceaux adjacents contigus générés par différents réflecteurs (voir Figure 1.1) alimentés par un réseau de cornets [1]. Les caractéristiques électromagnétiques des antennes spatiales sont :

- **Gain d'antenne spatiale**

L'objectif majeur pour une antenne de télécommunications est donc de maximiser le gain dans une zone de couverture géographique de forme complexe. L'antenne satellite, situé à 36 000 Km doit donc avoir un gain élevé pour compenser l'affaiblissement des signaux hyperfréquences sur les trajets montants et descendants. Le signal reçu sur la terre devra avoir une puissance suffisante afin de limiter le coût des nombreux terminaux de réceptions dont le prix est classiquement défini par la puissance des amplificateurs.

- **Bande passante**

Pour transmettre un débit d'un Gigabit par seconde (1 Gb/s), la bande passante de l'antenne doit être approximativement de 1 GHz. Les antennes satellites doivent conserver un comportement homogène sur des larges bandes de fréquence (3 GHz en bande Ka).

- **Couvertures et faisceaux**

Le diagramme de rayonnement d'une antenne spatiale est caractérisé par un lobe principal qui concentre la plupart de la puissance rayonnée dans une direction définie et des lobes secondaires bas limitant les interférences. Le lobe principal est classiquement appelé faisceau et son intersection avec la terre constitue un *spot*. Etant donné que le gain d'une antenne est inversement proportionnel à l'ouverture du faisceau, il est nécessaire d'utiliser des antennes multifaisceaux (AMFx) pour couvrir une zone étendue. Le choix des AMFx est lié d'abord au fait qu'elle permet d'assurer un plus grand gain sur l'ensemble de la zone couverte, en utilisant de *spots contigus* à grand gain et ensuite qu'elle permet la réutilisation de fréquence, c'est à dire d'utiliser plusieurs fois la même bande de fréquence dans plusieurs zones couvertures géographiques différentes. Pour cela, la bande

totale utilisée est divisée en sous bande, dont chacune est utilisée dans plusieurs spots. Il y a ainsi accroissement de la capacité. Les liaisons de communications utilisant la même bande de fréquences sont séparées par la formation de faisceaux. Ce système réutilise des bandes de fréquence par diversification spatiale. La diversité de polarisation peut aussi être utilisée pour deux utilisateurs situés dans la même région desservis par la même bande de fréquence, l'un avec une polarisation horizontale, l'autre avec polarisation verticale. C'est cette dernière technique de densification que nous exploiterons dans cette thèse.

- **Contourage ou formation de faisceau**

La conformation (ou formation de faisceau) est une technique utilisée dans les antennes spatiales pour focaliser et optimiser la puissance transmise dans une zone couverture choisie. Des diagrammes (patrons) de rayonnement complexes peuvent être effectués à l'aide d'AMFx, chaque faisceau sera produit par une source à la même bande de fréquence [2, 3]. En combinant de façon adéquate les différents faisceaux générés par les sources, on peut produire un faisceau global unique dont la forme peut être imposée en contrôlant la puissance fournie

Une autre catégorie d'AMFx pour des applications spatiales a été introduit grâce à la maturité de la recherche sur les métasurfaces où des faisceaux multiples peuvent être synthétisés à partir d'une seule ouverture par réseaux transmetteurs ou réseaux réflecteurs, illuminée par une source primaire (ou deux sources pour une transmission en double bande ou double polarisation) et qui est composée de plusieurs cellules unitaires [4-6] dont la distribution de phase à l'ouverture permet d'obtenir un patron de rayonnement spécifique. Cette dernière technique de conception d'AMFx sera exploitée dans cette thèse dans laquelle nous développerons un système d'antenne à double faisceaux orthogonaux en polarisation circulaire (ADFO-PC) qui est un cas particulier d'AMFx.

1.2 Objectifs de la recherche

Les antennes à réseau de transmetteurs (RT) ont prouvé qu'elles étaient des solutions très prometteuses pour les antennes à ouverture à haut gain. Le but de cette thèse est de concevoir un système d'antenne à double faisceaux orthogonaux (ADFO-PC) en double polarisation circulaire gauche (PCG) et circulaire droite (PCD) pour des applications de télécommunications par satellites en bande K (18 – 22 GHz). Pour réaliser ce projet comme le montre la Figure 1.2, nous proposerons un système d'antenne à double métasurfaces qui combinera un double traitement de l'onde électromagnétique incidente. Ces métasurfaces sont :

- Un réseau transmetteur bipolarisé (RTB) qui transmettra deux faisceaux orthogonaux dont la formation en polarisation linéaire et la direction et la largeur à mi-puissance sont contrôlés indépendamment en champ lointain dans les directions x et y.
- Un polariseur circulaire (PC) qui réalisera la conversion des ondes polarisées linéairement le long des axes x et y transmises par le RTB en deux ondes polarisées circulairement. Les deux faisceaux transmis auront ainsi une polarisation PCG et PCD en champ lointain (voir Figure 1.2).

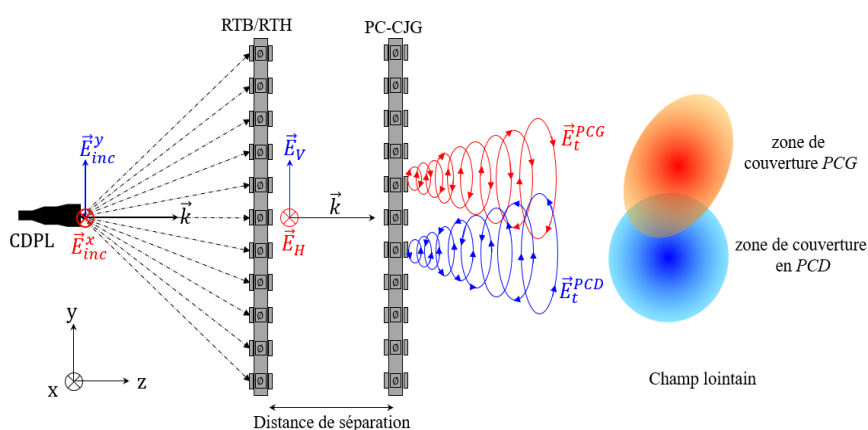


Figure 1.2 ADFO-PC en polarisation circulaire gauche (PCG) et droite (PCD)

Le concept ADFO-PC directif adopté ici, exploitera le principe de la diversité de polarisation pour augmenter la capacité des différents canaux. La source primaire est une antenne cornet à double polarisations linéaires (CDPL) qui transmettra deux ondes en polarisation linéaire le long des axes x et y grâce à un transducteur orthogonal de mode (OMT : *Orthomode Transducer*). Concrètement, le système d'antenne à double surfaces fonctionnera de la manière suivante : le CDPL illumine le RTB qui transmettra deux faisceaux orthogonaux à patrons de rayonnement formés, indépendants et directifs dans chacune des polarisations linéaires. Malgré l'avancée du développement des RT et leurs avantages, il y a eu très peu de travaux dédiés sur les RTB à une bande de fréquence, tant le défi est grand pour assurer l'indépendance et l'orthogonalité des faisceaux avec un facteur d'isolation ou de polarisation croisée acceptable. Le système d'antenne devra aussi être large bande, léger en réduisant la masse et l'encombrement de la charge utile afin de réduire le coût de lancement du satellite.

1.3 Démarche de la thèse

L'étude et la conception du système d'ADFO-PC à faisceaux polarisés circulairement a nécessité la démarche suivante :

- La conception des cellules élémentaires présentant des propriétés d'anisotropie (CEA) et ayant la plage de susceptances nécessaire.
- La conception des cellules unitaires déphaseuses bipolarisées (CUB) multicouche,
- La conception du système d'antenne à double faisceaux orthogonaux en polarisation linéaires (ADFO-PL) qui est constitué par une source primaire double polarisations linéaires orthogonales et un RTB composé de CUB
- L'ADFO-PL est ensuite associé à un polariseur circulaire pour former l'ADFO-PC afin transmettre deux faisceaux formés, orthogonaux ayant des polarisations circulaire gauche et droite.

Ce mémoire de thèse se divise en sept chapitres:

Le chapitre 1 est une introduction générale dans laquelle nous présentons le contexte et la problématique du sujet de recherche.

Dans le chapitre II, nous présentons des généralités sur les caractéristiques électromagnétiques des antennes spatiales, en termes de gains d'antenne, bande passante et les différents types de couvertures radios utilisées. Des fondamentaux sur les structures périodiques seront rappelées ainsi que des propriétés des antennes à réseaux transmetteur à partir du concept de cellule unitaire.

Le chapitre 2 est consacré à la conception de nouvelles cellules unitaires déphaseuses bipolarisées (CUB) à partir du développement de cellules élémentaires anisotropies (CEAs), biréfringentes complètement passives à une couche. Nous démontrons qu'à partir d'une modulation orthogonale des susceptances (MOS) de surfaces des CEAs on peut concevoir des CUBs multicouches, large bande, assurant une modulation orthogonale de phase (MOP). Ces CUBs assure une gamme de phase complète de 360° dans chaque polarisation. Plusieurs CUBs ont alors été étudiées et une analyse comparative a été menée afin de déterminer la plus performante pour notre projet.

Le chapitre 4 concerne l'étude et la conception du polariseur circulaire (PC) à partir de la CUB choisie dans le chapitre 3. Dans cette partie, nous présentons également les résultats expérimentaux du polariseur circulaire fabriqué et mesuré sur un banc de test à lentilles focalisantes.

Dans le chapitre 5, nous présentons la méthode de synthèse de réseau transmetteur holographique (MRTH) proposée qui est une version modifiée de l'algorithme conventionnelle de Gerchberg-Saxton (GSA : *Gerchberg-Saxton Algorithm*) qui est connue comme technique reconstitution d'image par holographie. Nous avons modifié la technique GSA conventionnelle pour intégrer les effets de la quantification de phases choisie et des pertes d'insertion des CUBs du RTB. À partir de ce chapitre le RTB sera renommé RTH pour rappeler que la MRTH employée est la méthode holographique issue de la technique GSA modifiée. Dans chaque itération, la MRTH effectue un repositionnement de la meilleure CUBs au centre du réseau afin d'assurer une transmission maximale des faisceaux pour chaque polarisation. Deux types de faisceaux (circulaire et elliptique) seront étudiés et l'analyse de la convergence de la méthode proposée discutées.

Le chapitre 6 sera consacré à la conception et la réalisation de systèmes d'antenne à double faisceaux orthogonaux à polarisations circulaire (ADFO-PC) gauche (PCG) et droite (PCD). Pour se faire, nous concevrons d'abord ADFO-PL qui consiste à la synthèse, et à la réalisation des prototypes RTH devant transmettre une double couverture en polarisations linéaires orthogonales en champ lointain. Différents types de balayage de faisceaux circulaires et elliptiques, focalisés et dépointés seront démontrés. Les performances du concept proposé sont validées par des mesures expérimentales réalisées en bande Ka centrée à 20 GHz et discutées dans la bande d'intérêt de 18 à 22 GHz. Nous comparerons les résultats de simulations numériques EM HFSS aux mesures expérimentales pour les RTHs de tailles $(4,2\lambda \times 4,2\lambda)$. Ensuite, un prototype RTH de plus grande taille $(11\lambda \times 11\lambda)$ permettra de synthétiser des faisceaux doubles, orthogonaux différents dans les deux polarisations H et V. Nous démontrerons aussi les performances de ce démonstrateur de 53×53 CUBs d'abord seul, et ensuite nous l'associerons au polariseur circulaire conçu et réalisé au chapitre 4 pour former le système d'antenne à double faisceaux orthogonaux en PCG et PCD, compact, combinant le RTH et le PC. Nous discuterons enfin les performances d'ensemble de l'ADFO-PC. Au chapitre 7, nous concluons en résumant le travail réalisé et nous proposerons des suggestions pour améliorer les performances en termes de gain, bande passante et efficacité de rayonnement du système d'antenne proposé.

CHAPITRE 2 RÉVUE DE LA LITTÉRATURE

2.1 Introduction aux antennes à couverture multifaisceaux pour applications spatiales

Les communications par satellites ont adopté les antennes à ouverture de types réflecteurs et lentilles en raison de leur coût relativement bas, légèreté, simplicité de configuration, haute efficacité et gain élevé. Dans cette revue de la littérature, nous allons nous intéresser aux applications d'antennes multifaisceaux (AMFx) offrant des couvertures satellites adjacentes contiguës. C'est un concept de communications par satellite à large bande qui, grâce à la réutilisation des fréquences, permet de maximiser la capacité de la bande passante et de minimiser l'allocation de fréquences tout en transmettant plusieurs flux d'informations en utilisant la même fréquence sans causer d'interférences. Des faisceaux ponctuels multiples à gain élevé et se superposant, adoptant la réutilisation de la fréquence et de la polarisation, fourniront la couverture nécessaire. La congestion croissante du spectre des bandes C, L, et Ku entraîne une augmentation de la demande de double polarisation linéaires orthogonales ou encore de double polarisation circulaire afin d'améliorer la réutilisation des fréquences, les largeurs de bande et la gestion de la puissance à moindre coût [7].

Les opérateurs ont adopté des satellites de communication qui fonctionnent avec la technologie des multifaisceaux à la fois en bande Ku et en bande Ka. Ces satellites en bande Ka (ou KA-SAT) utilisant la technique multifaisceaux sont parfois appelés satellites à haut débit (*HTS : high throughput satellites*). Ces HTS [8-12] se distinguent par leur habilité à fournir des liaisons satellites ayant au moins deux fois le débit total de celui d'un satellite de service fixe par satellite (*FSS : fixed satellite service*) classique pour le même spectre alloué. De plus, ils permettent d'obtenir une empreinte au sol (couverture radio) beaucoup plus petite, de sorte que les satellites ont une capacité plus accrue en bande Ka par rapport aux satellites en bande Ku, C ou L. Le spectre de fréquences dédié attribué [11] par l'Union internationale des télécommunications (UIT) aux applications satellitaires fixes et mobiles dans la bande K/Ka est limité à 500 MHz tant pour la liaison descendante (19,7-20,2 GHz) que pour la liaison montante (29,5-30,0 GHz).

Des fréquences supplémentaires sont disponibles à la fois pour la liaison descendante (17,3-19,7 GHz) et la liaison montante (27,5-29,5 GHz) mais elles sont partagées avec des applications terrestres et nécessitent donc une coordination.

Tableau 2.1 Référencement de la revue de littérature

AMF _x traditionnelles	Particularité	Références
Réflecteurs paraboliques	Plaque métallique déformée	[2-14]
Réseaux phasés actifs	BFN complexe (A/D)	[15-20]
Lentilles	Diélectriques	[18-20]
	Passives	[22]
	Actives	[24-32]
AMF _x à surfaces électromagnétiques avancées (SEA)		
Métasurfaces	Optique/Holographique	[33-36] [42-58]
Réseaux réflecteurs	Polarisation linéaire (Double)	[59-64]
Réseaux transmetteurs (Passives et Actives)	Polarisation linéaire (Double)	[65-89] [101-112]
	Élargissement bande	[94-97]
	Double bande	[90-93] [117]
	Polariseur circulaire	[112-116]

Pour générer des multifaisceaux à gain élevé, les antennes à ouvertures électriquement grandes sont nécessaires. Plusieurs types architectures d'antennes à ouvertures ont été démontrés dans la littérature ouverte pour les applications de communication par satellites, telles que:

- Les antennes à réflecteurs paraboliques,
- Les antennes à réseaux phasés actifs,
- Les antennes à lentille passive ou active,
- Les antennes à réseaux réflecteurs,
- Les antennes à réseaux transmetteurs.

La revue de littérature présentée dans les prochains paragraphes est une synthèse non exhaustive des technologies employées dans la technologie des AMFx pour les communications satellites en particulier mais aussi pour les communications mobiles. Le Tableau 2.1 énumère les différents travaux de recherche menés dans le domaine des AMFx que nous discuterons dans ce chapitre.

2.2 Les antennes à réflecteurs paraboliques

La plupart des AMFx opérationnelles adoptent pour les liaisons montantes et descendantes une architecture à une alimentation par faisceaux adjacents contigus générés par différents réflecteurs alimentés par un réseau de cornets [7], comme monté à la Figure 2.1. Ces ouvertures sont aujourd'hui principalement réalisées par des réflecteurs qui garantissent un gain et une bande passante élevés, et un coût raisonnable par rapport aux antennes à réseaux phasés actifs avec les mêmes performances de gain et efficacité.

Deux solutions passives d'AMFx à réflecteurs sont conventionnellement considérées :

- Les systèmes d'antennes à une source primaire unique par faisceau (*SFB : Single Feed per Beam*) utilisant classiquement 3 ou 4 réflecteurs illuminés par plusieurs antennes cornets (une par faisceau). La solution SFB proposée dans [8-11] est couramment utilisée pour un nombre réduit de faisceaux. L'inconvénient majeur [13-14] de cette architecture SFB est la nécessité d'avoir au plus 3 ou 4 réflecteurs pour être efficace, ce qui nécessite un grand volume et cause de l'encombrement sur le satellite.
- Les systèmes d'antennes à sources primaires multiple par faisceau (*MFB : Multiple Feed per Beam*) utilisant un [11] [13] ou deux réflecteurs [13-14] où chaque faisceau est généré par un groupe d'antennes cornets (Figure 2.2) avec une loi d'illumination optimisée. Cette

solution permet d'embarquer une charge utile de très grande capacité sur un satellite avec moins de problèmes d'encombrement.

Les cornets sont alimentés par un réseau modulaire de formation de faisceau (BFN : Beam Forming Network), à faible perte et très compact. Ce concept d'antenne est assez complexe au niveau du réseau focal mais, malgré la limitation du nombre maximal de faisceaux, il présente l'avantage de permettre la génération de faisceaux de tailles et de formes différentes avec une seule ouverture.

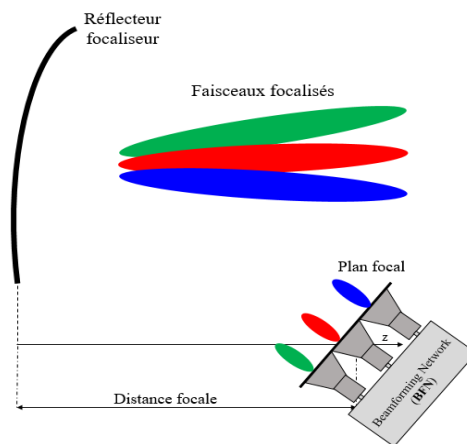
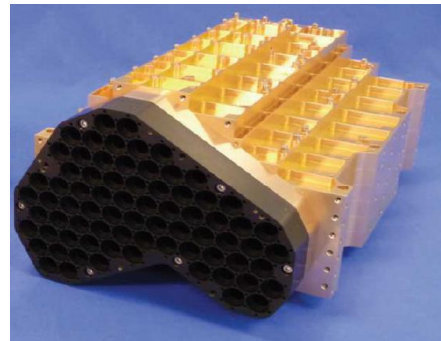


Figure 2.1 Faisceaux multiples engendrés par le réflecteur avec un BFN



(a)



(b)

Figure 2.2 Circuit BFN, (a) Thales Alinea Space, (b) Airbus [11]

2.3 Les antennes à lentilles

Les AMFx à lentille diélectrique ne sont pas privilégiés pour les applications spatiales, notamment pour la transmission en liaison descendante, en raison de la susceptibilité aux décharges électrostatiques. Elles présentent d'autres inconvénients tels que la largeur de bande limitée, des problèmes d'encombrement sur le satellite et de la masse accrue. Des AMFx à lentille guide d'ondes ont été utilisés sur le satellite DSCS III [15-16], mais ils présentent les inconvénients suivants : largeur de bande limitée en raison du zonage de la lentille pour réduire la masse, couplage mutuel élevé entre les éléments du guide d'ondes de la lentille. Les AMFx à lentille diélectrique zonée en matériau Rexolite [18-21] génèrent des faisceaux rayonnés pratiquement invariants avec le balayage, ce qui permet un gain de couverture maximal et une meilleure isolation, des lobes secondaires parmi les faisceaux de réutilisation de la fréquence.

Les antennes à lentilles discrètes passives [22] et actives [22-23] à contraintes permettent également de générer une couverture à faisceaux multiples à partir d'une seule ouverture. Dans [22], l'antenne à lentilles discrètes passive fonctionne avec 112 éléments rayonnants sur une seule polarisation. Ce concept est illustré à la Figure 2.3a. La Figure 2.3b démontre une AMF à lentilles discrètes dans [22-23] à éléments aperiodiques passives alors que la Figure 2.3c utilise des éléments actifs. Ce concept a l'avantage d'un système de montage sans blocage et de générer des faisceaux contigus, minces avec des niveaux de SLL faibles. Il facilite aussi le remplacement des circuits BFN.

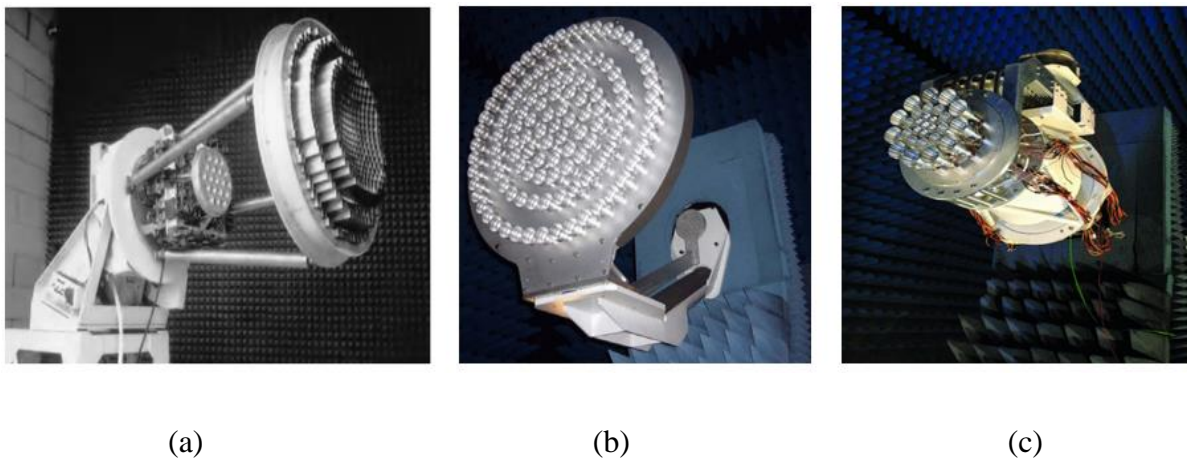


Figure 2.3 Multifaisceaux en lentille (a) à guide d'ondes [15-16], (b) passive discrète et des sources primaires, (c) actives discrètes à contraintes [16-18]

Malheureusement cette AMF possède des désavantages tels que son volume encombrant et sa masse élevée qui ne facilitent pas son déploiement, sans compter ses limitations thermomécaniques pour des applications spatiales car elle nécessiterait en plus un système de contrôle thermique.

2.4 Les antennes à réseaux phasés actifs

Les AMFx à réseaux phasés offrent une alternative efficace et plus polyvalente aux antennes à réflecteurs. La Figure 2.4 présente le synoptique d'une AMF à réseaux phasés actifs à commande de phase bidimensionnelle dont le circuit BFN balaie électroniquement un diagramme de rayonnement à faisceaux étroits. L'amplitude et la phase des signaux RF en provenance et à destination des éléments d'antenne sont réglées électroniquement à l'aide d'une pondération complexe des éléments. Le combineur (BFN) est généralement un composant RF, bien que si les signaux des éléments sont numérisés, le combineur peut être réalisé par la sommation numérique des données.

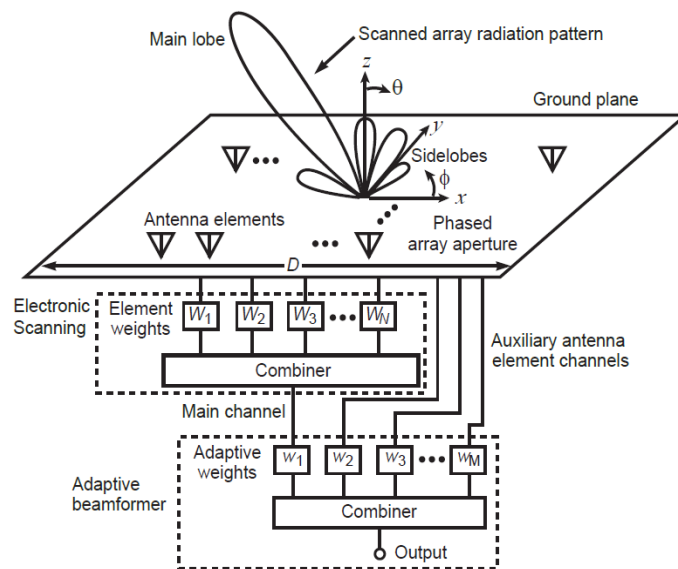


Figure 2.4 Antenne à réseaux phasés actif 2D, bidimensionnelle avec un réseau de BFN à balayage électronique du diagramme de rayonnement à faisceau étroit [36]

L'avantage des AMFx à réseaux phasés actifs (Figure 2.5) est qu'ils ne nécessitent qu'une seule ouverture pour générer tous les faisceaux. Ces types d'antennes satisfont facilement les exigences de flexibilité et de reconfigurabilité dans l'orientation des faisceaux multiples grâce au BFN [17], ce qui permet de supporter plusieurs satellites simultanément [24-28].

Toutefois, quand le nombre de faisceaux devient grand, le circuit BFN qui permet de combiner les signaux des éléments d'antenne pour former le faisceau principal dans la direction souhaitée du signal, et en plaçant des nuls dans la direction des interférences ou des encombrements, peut devenir très complexe. De plus, en raison de la largeur de bande limitée des réseaux à commande de phase, ils nécessitent des antennes distinctes en transmission et en réception. Avec l'avènement des BFN numérique (Digital BFN ou DBF), des antennes à réseaux phasés actifs sont développés [24] pour les communications satellites ou les télécommunications mobiles 5G [30-32].

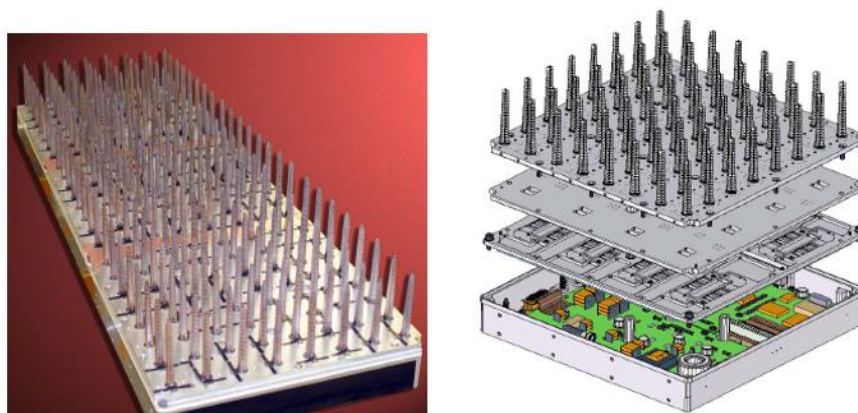


Figure 2.5 Antenne à réseaux phasés actif 2 D, bidimensionnelle avec un réseau de BFN à balayage électronique du diagramme de rayonnement à faisceau étroit [32]

2.5 Antennes multifaisceaux à surfaces électromagnétiques avancées

La mise en forme des ondes électromagnétiques par des lentilles diélectriques et des réflecteurs métalliques tels que les miroirs paraboliques est une discipline bien établie en optique et en ingénierie des antennes micro-ondes [33-36]. Cependant, les lentilles diélectriques et les réflecteurs entraînent un volume et un poids considérables, notamment aux fréquences micro-ondes et même millimétriques.

C'est pourquoi, au cours des dernières décennies, des recherches considérables ont été menées pour fabriquer des versions plates de ces dispositifs fondamentaux de mise en forme des ondes. Dans le domaine des micro-ondes, il existe trois catégories d'antennes à surfaces électromagnétiques avancées (ou *Advanced electromagnetic surfaces*) qui sont :

- Des antennes à métasurfaces,
- Des antennes à réseaux de réflecteurs et
- Des antennes à réseaux de transmetteurs

La Figure 2.6 décrit le principe de fonctionnement des réseaux réflecteurs [37] [41] (Figure 2.6a) et des réseaux transmetteurs [38-40] (Figure 2.6b). Leurs principaux intérêts sont de réduire les inconvénients de deux antennes traditionnelles, à savoir le réflecteur courbé et le réseau phasé actif. Les antennes à RT utilisent le mode transmission pour collimater l'onde incidente provenant d'une source dans la direction désirée en champ lointain. Le schéma général d'un RT est illustré à la Figure 2.6b. Le RT rerayonne dans l'espace libre une onde transmise lorsqu'il est illuminé par une source primaire (par exemple, un cornet). Dans le domaine optique, des réseaux planaires et des surfaces holographiques basés sur les effets de diffraction ont été développés pour diverses applications [42-48].

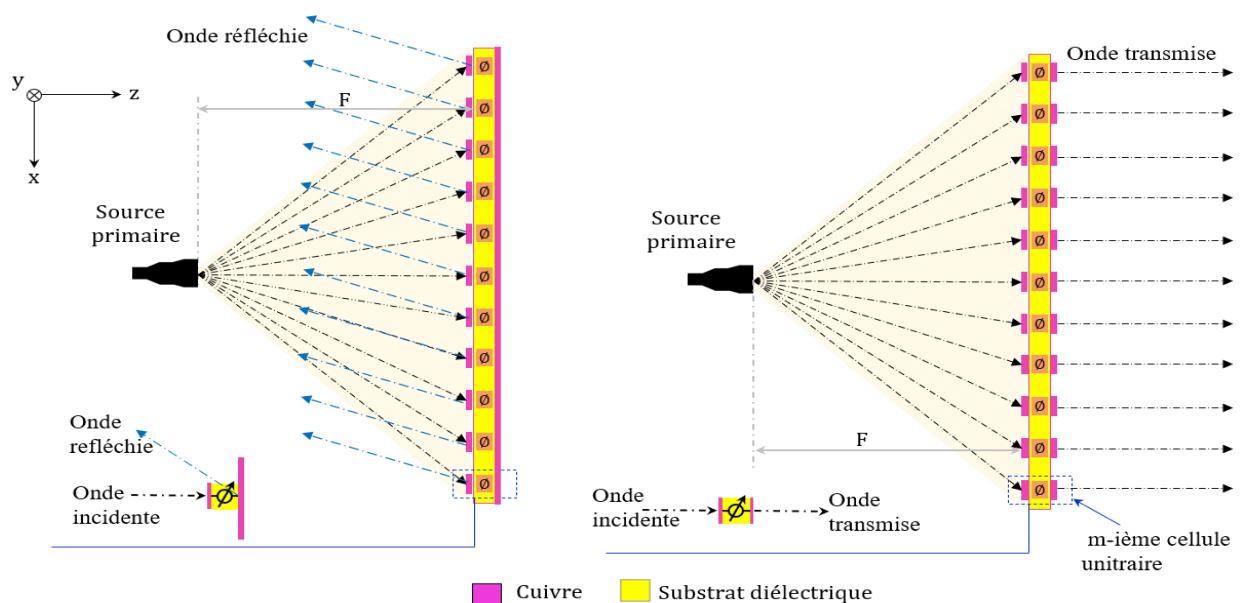


Figure 2.6 Schéma de principe d'une antenne à (a) RR et (b) RT

2.5.1 Antennes multifaisceaux à métasurfaces

La théorie de base des métasurfaces de Huygens pour la conception de dispositifs EM très fins est complètement rappelée dans la référence [49]. Les références [50] et [51] démontrent des techniques d'analyse et de synthèse de métasurfaces bi-anisotropes qui permettent de contrôler les composantes dans les deux polarisations orthogonales de façon indépendante. Les références [52] et [53] démontrent des applications de synthèse de métasurfaces double bande.

Dans [54] une AMFx à métasurface (MTS) modulée passive a été démontrée alors qu'une version reconfigurable permettant des faisceaux dynamiques a été présentée par [55]. La référence [56] décrit la synthèse de métasurfaces pour applications multifaisceaux. La technique illustrée à la Figure 2.7 présente une manière simple d'obtenir des faisceaux multiples par division angulaire de l'ouverture circulaire de la métasurface en secteurs modulés avec des patrons de rayonnement holographique qui génèrent des faisceaux dans les directions désirés en champ lointain.

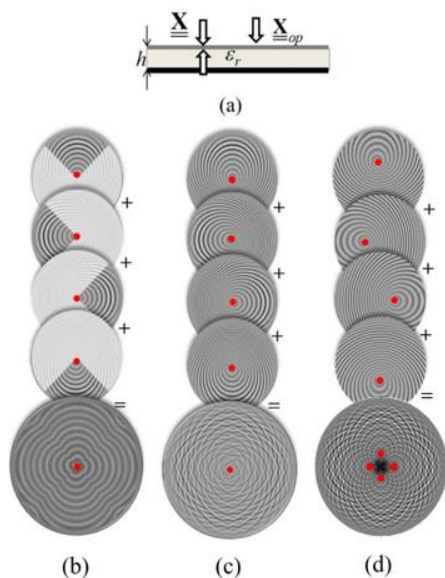


Figure 2.7 AMFx à MTS pour quatre faisceaux RHCP indépendants [56]

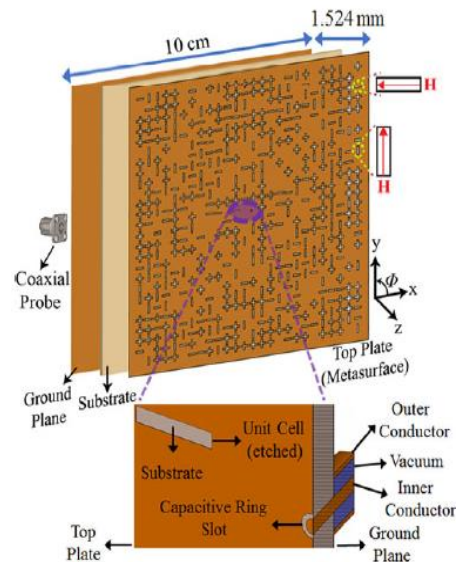


Figure 2.8 ADFO à MTS à double H-V (a) Structure et vue de la CU (b) Prototype [57]

Le concept peut être utilisé pour contrôler les polarisations et réaliser des faisceaux transmis indépendants en polarisation circulaire gauche et droite. De plus, la méthode de synthèse utilise soit une source primaire avec un partitionnement de l'ouverture de la métasurfaces (MTS) en quatre secteurs, soit une source primaire illuminant une métasurfaces constituée d'une superposition de

motifs d'impédances modulées ou encore, plusieurs sources primaires illuminant une métasurface constituée d'une superposition de motifs d'impédances modulées. Les cellules unitaires utilisées dans ce travail sont des patches elliptiques.

L'AMF à métasurface double polarisation présentée dans [57] et montrée à la Figure 2.8, est conçue à partir de cellules unitaires en fentes et de taille totale de 10×10 cm ($15\lambda_g \times 15\lambda_g$) à la fréquence de conception de 25 GHz, où λ_g est le mode guidé dans le substrat diélectrique. La synthèse de la distribution de phase nécessaire sur la métasurface pour obtenir le patron de rayonnement désiré en champ lointain et dans chaque polarisation a été obtenue séparément avec la méthode de synthèse holographique (*CGH: Computer Generated Hologram*). Ce travail démontre la conception d'une antenne métasurface compacte et l'efficacité de la technique de synthèse holographique pour réaliser plus simplement des AMFx.

2.5.2 Antennes multifaisceaux à réseau réflecteur (RR)

Récemment, des architectures d'antennes à RR intéressantes qui démontrent de bonnes performances pour les applications satellites ont été présentées dans la littérature [58-64]. Notamment, des architectures en bande Ku ont été développées pour des systèmes satellites multi-missions. Ainsi, [59] présente un RR fonctionnant en émission de 14 GHz à 14.50 GHz et en réception de 10.70 GHz à 12.75 GHz, dans les deux polarisations orthogonales.

La cellule unitaire conçue fonctionne dans les deux polarisations pour permettre un dépointage indépendant du faisceau dans les deux polarisations. La technique *true-time delay* (TTD) a été utilisée pour la synthèse du RR. Afin d'améliorer le niveau de polarisation croisée, une couche de fentes a été introduite. L'inconvénient de cette stratégie est la bande passante limitée. Dans l'article [60], on présente une antenne à réflecteur imprimée à une couche à double bande avec des bandes de fréquence étroitement séparées centrées sur 12 et 14 GHz.

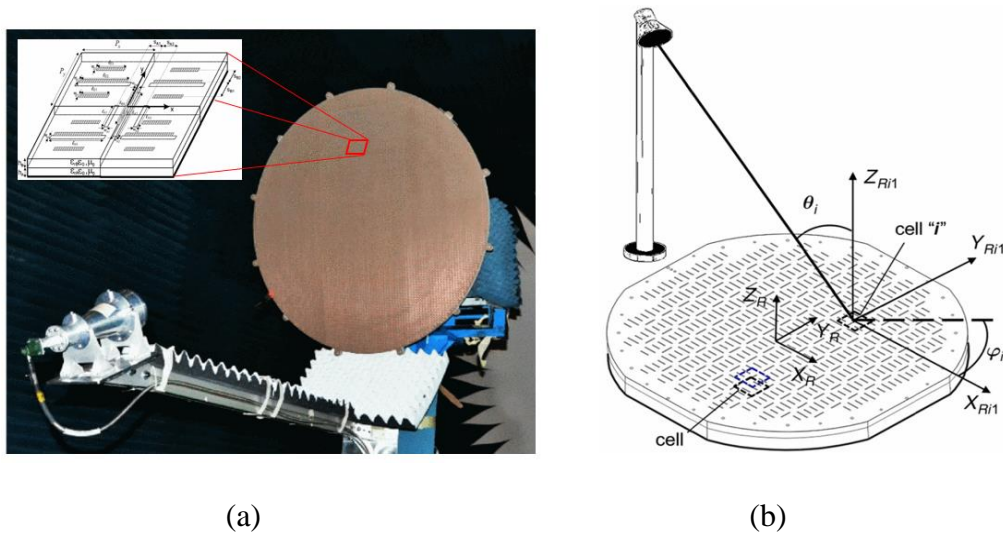


Figure 2.9 RR à double bande et double polarisation (a) Photo, (b) coordonnées cartésiennes [64]

La cellule unitaire se compose d'un dipôle croisé imprimé et d'un élément annulaire fendu monté sur le même substrat, ce qui confère à l'antenne une capacité de double polarisation sur les deux bandes. Cependant, des bandes passantes étroites de 2,8% dans la bande inférieure et 4,2% dans la bande supérieure ont été démontrées.

Des techniques de RR larges bandes, double-polarisations et double-bande pour l'émission et la réception en bande Ku ont été présentées dans [61-64]. Dans [63] et [64] (Figure 2.9), la cellule unitaire est un alignement de dipôles parallèles pour chacune des polarisations comme illustré par la Figure 2.10a. Le RR à double bande et double polarisation montre des éléments réflecteurs basés sur quatre dipôles sur deux niveaux de métallisation. Les performances de l'antenne en termes de bande passante de 27%, et de faibles niveaux de polarisation croisée sont démontrées.

Dans la section qui suit nous résumons l'évolution récente des réseaux transmetteurs passifs et actifs pour applications spatiales. Les principales caractéristiques des cellules unitaires et des réseaux transmetteurs décrites dans la littérature sont présentées. Les exemples sont classés en deux groupes: les réseaux transmetteurs passifs et les réseaux transmetteurs actifs.

2.5.3 Réseaux transmetteurs passifs

Des recherches détaillées sont rapportées ici afin de réaliser l'état de l'art des RT passifs dans la littérature. Les caractéristiques de leurs cellules unitaires ainsi que leurs performances de rayonnement sont présentées. La section est organisée par types de polarisation, à savoir linéaire ou à double polarisation (circulaire ou linéaire) et par type de réponse en fréquence, à savoir double bande et à large bande.

RT à polarisation linéaire

De nombreuses applications utilisent des antennes à polarisation linéaire. Les premières conceptions de cellules unitaires de RT sont basées sur des plaques [66] [67] à ouverture couplée. La plaque microruban à ouverture couplée proposé avec un tronçon de ligne (*stub*) accordable comme élément rayonnant peut satisfaire les deux exigences de transmission et de compensation de phase. La plaque à ouverture couplée est traitée comme une surface sélective en fréquence pour assurer la transmission maximale du champ EM de la source. Le *stub* est utilisé comme un mécanisme de réglage de la phase. L'utilisation d'ouvertures dans un plan parfaitement conducteur permet de maximiser le couplage du champ. Plus tard, des surfaces sélectives en fréquence (FSS) avec des réponses de transmission désirées ont été utilisées généralement pour concevoir des RT.

Dans [68] de la Figure 2.10 des cellules unitaires à trois couches de FSS de type passante bande fonctionnent à 35 GHz et contiennent deux patches microbandes dos à dos, et un résonateur de guide coplanaire (CPW : *Coplanar Waveguide*) gravé dans la couche de masse commune.

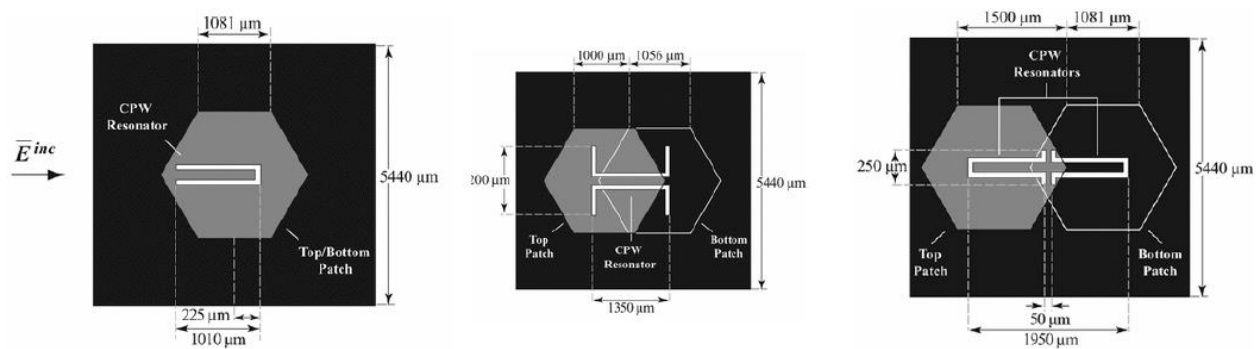


Figure 2.10 Trois types de CU d'AFA basés sur des résonateurs [68]

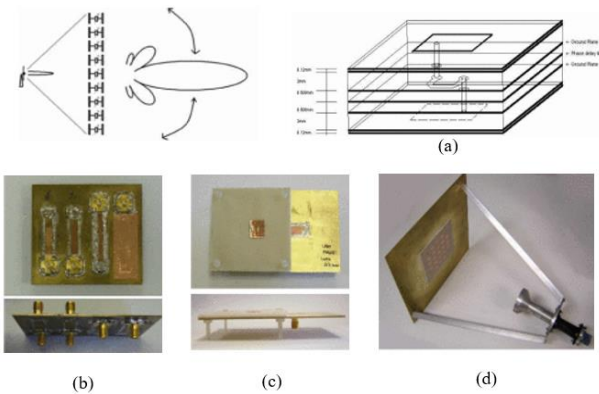


Figure 2.11 CU d'un RT basée sur une patch alimentée directement [71]

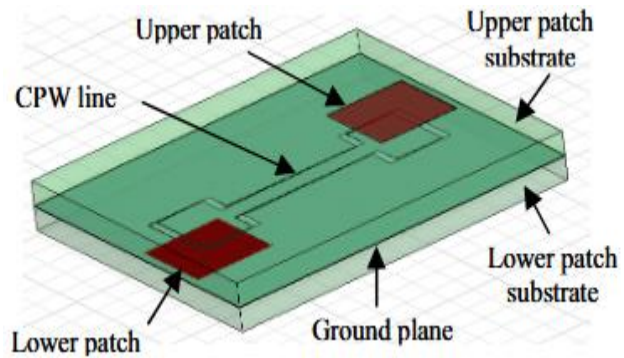


Figure 2.12 CU d'un RT basées sur des lignes CPW [72]

Trois cellules unitaires sont proposées afin d'obtenir une transmission totale en fonction des types de résonateurs. Les deux premières cellules unitaires permettent de concevoir un réseau de lentille avec un intervalle de phase atteignable de 277° .

Ce concept est également exploité dans [70] pour un RT à 24 GHz. Pour éviter la structure complexe du résonateur, certaines cellules unitaires sont conçues à partir d'un patch empilé et le déphasage est obtenu en utilisant une ligne à retard dans la couche intermédiaire [71] [72]. Les patches de réception et de transmission interagissent avec les lignes à retard par l'intermédiaire d'un patch à alimentation directe avec trou d'interconnexion [71]. Les lignes à retard sont isolées et prises en sandwich entre deux plans de masses, ce qui nécessite cinq couches (Figure 2.11). Une réduction importante du nombre de couches est obtenue en utilisant une ligne CPW (voir Figure 2.12) gravée dans un plan de masse commun [67] comme ligne à retard, de sorte que cette cellule unitaire ne comporte que trois couches. Une réduction importante du nombre de couches est obtenue en utilisant une ligne CPW (Figure 2.13) gravée dans un plan de masse commun comme ligne à retard, de sorte que cette cellule unitaire ne comporte que trois couches [72]. L'intervalle de phase atteignable de 360° est obtenu numériquement et dans l'expérience, une quantification de 2 bits de la distribution de phase est utilisée, ce qui est équivalent à des longueurs de ligne à retard de λ_o , $\lambda_o/4$, $\lambda_o/2$ et $3\lambda_o/4$, où λ_o est la longueur d'onde à 9,6 GHz.

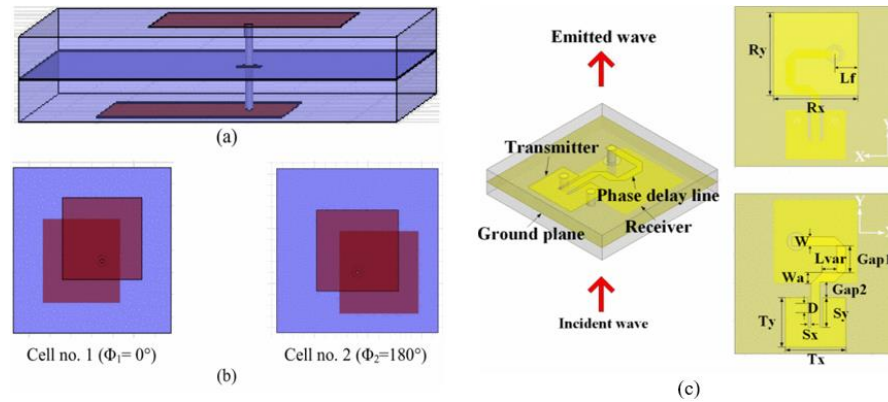


Figure 2.13 CU et RT basé sur un patch tourné [71][72]

L'autre configuration de cellule unitaire consiste en deux patchs connectés par un via et génère une variation de phase de 180° (1 bit) en retournant les patchs autour du centre du via. Les réponses de la cellule unitaire sont rapportées avec de très bons résultats. Un prototype 20×20 éléments est conçu en utilisant la cellule unitaire de 1 bit. Les faisceaux inclinés peuvent être obtenus en déplaçant la source d'alimentation ou en recalculant la compensation de phase du réseau transmetteur. Cette solution offre de meilleures performances de rayonnement [72].

Les articles [73] et [74] proposent un RT basé sur des cellules unitaires à double anneau carré ($0,6\lambda_0$ à 30 GHz) pour étendre la plage de déphasage et améliorer partiellement la largeur de bande. Un empilement de quatre couches imprimées identiques séparées par trois espacements d'air est réalisé. Les deux anneaux carrés fournissent des degrés de liberté, cependant ils causent plus de complexité en raison des deux résonances. De nombreuses approches sont explorées : espace fixe entre les anneaux dont les côtés varient, ajustement de l'espace entre les anneaux, anneaux placés à différentes couches, et anneau extérieur fixe avec anneau intérieur variable.

La structure et la topologie de la cellule unitaire sont présentées à la Figure 2.14. L'analyse numérique montre que cette configuration est une solution optimale avec une gamme de phase de 270° pour quatre couches empilées afin de réaliser des prototypes de RT qui est conçu pour un rapport F/D de 0,9 avec un espacement d'air de 3 mm entre les couches.

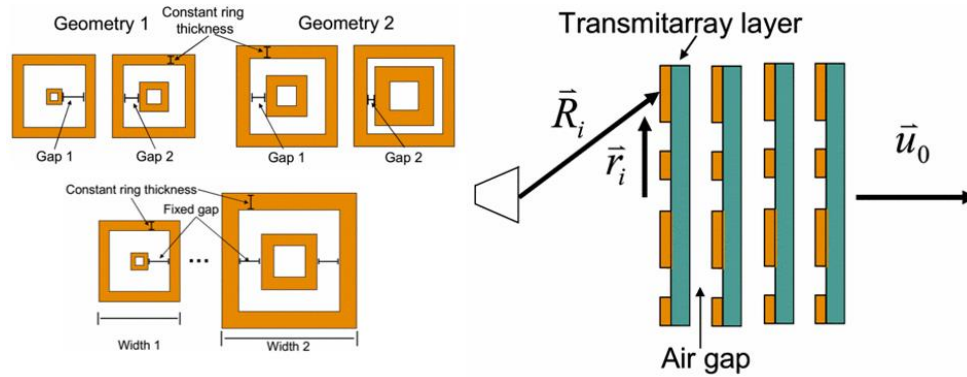


Figure 2.14 CU basée sur des anneaux carrés doubles et gain du RT [73-74]

Les données mesurées montrent un gain de crête de 28,6 dBi avec une largeur de bande pour réduction du gain de 1 dB de 2,25 GHz (7,5% autour de 30 GHz).

Cette technique, qui consiste à empiler plusieurs couches de FSS pour obtenir un réseau transmetteur, est également mentionnée dans [75][76] où trois couches de FSS sont séparées par des espaces d'air (Figure 2.15). Dans [75], les coefficients de transmission de la cellule unitaire varient avec la longueur (L) d'un dipôle en spirale. La gamme complète de 360° est obtenue pour la phase du coefficient de transmission, avec une amplitude de transmission supérieure à -4,2 dB lorsque L varie de 6,65 mm à 14,65 mm. Le dipôle en spirale (Figure 2.15a) présente une bonne gamme de variation de phase en fonction de la dimension et une pente quasi-linéaire des courbes de phase en fonction de la fréquence sur la bande passante. Le gain mesuré du prototype à 11,3 GHz est de 28,9 dBi avec une largeur de bande à -1dB et -3dB de 9% et 19,4% respectivement par rapport au gain maximal.

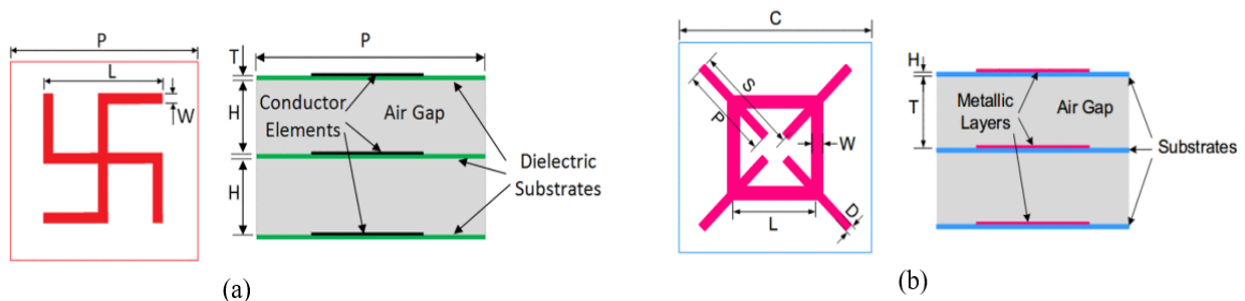


Figure 2.15 RT basé sur une CU (a) dipôle spirale [75], (b) diagonale divisée [76]

Les niveaux de SLL et de polarisation croisée sont inférieurs à -14 dB et -21 dB, respectivement. Une autre cellule unitaire multicouche (Figure 2.15b) fonctionnant à 12,5 GHz présente trois couches de FSS imprimées sur trois substrats identiques empilée [76]. Chaque couche comprend un anneau carré coupé par une croix diagonale divisée. Le déphasage peut couvrir une plage de 255° avec une amplitude de transmission meilleure que -1 dB et une plage de 305° pour une perte d'insertion maximale de 3 dB en faisant varier L de 7,5 à 9,8 mm. La mesure du prototype fabriqué montre un gain maximum de 18,9 dBi à 12,5 GHz correspondant à une efficacité d'ouverture de 20,9 % avec une largeur de bande à -1 dB de 9,6 % et un SLL de -16,7 dB.

Une autre technique permet de contrôler la phase de transmission en mettant à l'échelle tous les paramètres des couches métalliques dans la structure de référence de la cellule unitaire, comme indiqué dans [77] (Voir Figure 2.16).

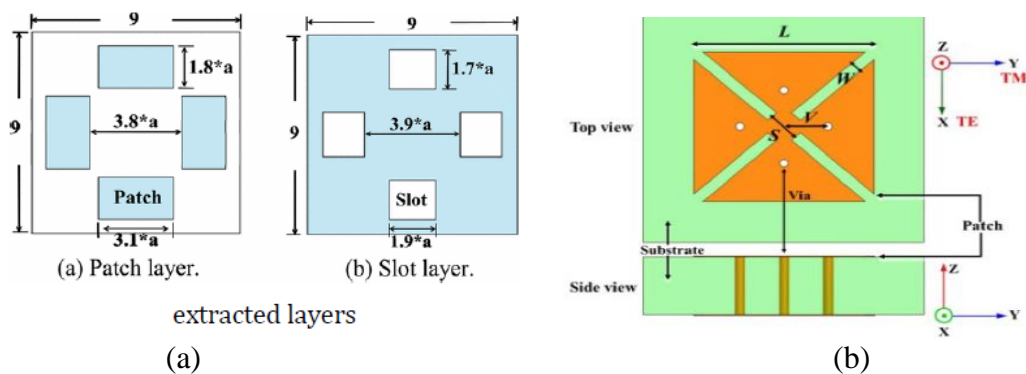


Figure 2.16 RT basé sur CU (a) de patch à fentes [77], (b) croix de Malte modifiée [78]

La cellule unitaire passive à 24 GHz est constituée de deux substrats et de trois couches métalliques: les couches extérieures sont décomposées en quatre patches microbandes identiques dans les directions verticale et horizontale, et la couche métallique intermédiaire est chargée par quatre fentes identiques (Figure 2.16a). Le facteur d'échelle a , contrôle le déphasage, lequel varie de $-178,6^\circ$ à $-467,2^\circ$ (soit 290° d'intervalle) pour $0,87 \leq a \leq 1,13$.

Une cellule unitaire en croix de Malte modifiée (Figure 2.16b) à deux couches présente une plage de déphasage de 305° avec une perte d'insertion maximale de 1,75 dB [78]. La cellule unitaire est également stable à l'incidence oblique des ondes TE et TM. Des résultats expérimentaux du RT fabriqué avec la cellule unitaire proposée est validée en utilisant une antenne cornet dont le gain

simulé est de 18,1 dBi. Le prototype offre une largeur de bande de 5,9% à 1 dB et un gain maximal de 33 dBi à 20 GHz (efficacité d'ouverture de 40 %) avec niveaux de lobes secondaires et de polarisation croisée respectivement de -22,5 dB et -28 dB.

Une cellule unitaire en bande X basée sur un approche de cristal photonique à bande interdite photonique, de géométrie compacte uni-planaire (*uniplanar compact photonic bandgap* : UC-PBG) est proposée dans [74] (Figure 2.17). Pour trouver un compromis entre une structure compacte et la gamme de phase requise de 360° , la cellule unitaire comprend deux substrats avec une fente annulaire chargée dans les couches métalliques les plus extérieures et une structure UC-PBG dans la couche intérieure fonctionnant comme un coupleur et un résonateur supplémentaire.

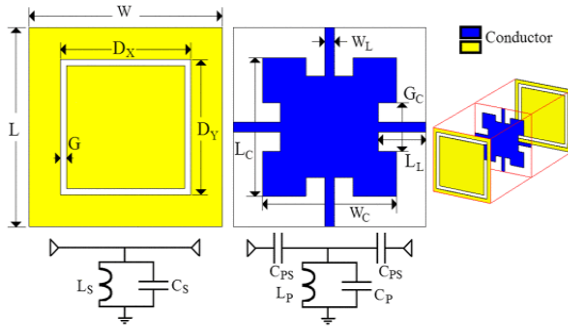


Figure 2.17 CU à fente annulaire et une bande interdite photonique compacte uni-planaire [74]

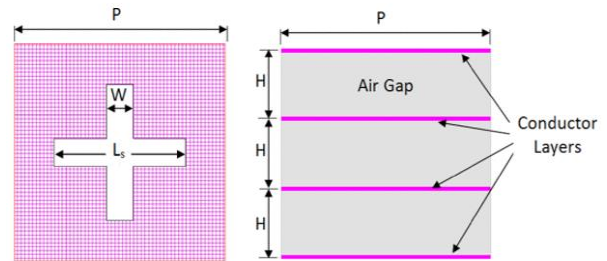


Figure 2.18 CU à 4 couches métalliques à fente croisée [75]

Le patch est connecté aux patches voisins par des lignes de bandes inductives (Figure 2.17). La cellule unitaire offre une gamme de phase de 360° avec des pertes d'insertion de 3 dB pour une largeur de bande fractionnelle de transmission de 18 %. En outre, la réponse de la cellule unitaire est moins sensible aux angles d'incidence, en particulier, il n'y a qu'une variation de 7° de l'erreur de phase quand l'angle d'incidence atteint 50° . Pour étendre la plage de phase, on peut utiliser une cellule unitaire à quatre couches avec un UC-PBG supplémentaire dans la couche centrale. La gamme de phase est proportionnelle au nombre d'UC-PBG avec une double gamme (720°). Un prototype est caractérisé expérimentalement avec un gain mesuré de 23dBi (efficacité de rayonnement de 38%) à 9,7 GHz et un SLL inférieur à -15 dB. La largeur de bande du gain à -1dB est d'environ 5,7% autour de 9,7 GHz.

Des recherches sur nouveaux types de RT à couches non-diélectrique ou en métal seulement [78-80] ont été rapportés ces dernières années. Par exemple, dans [78-79], la cellule unitaire est constituée de quatre couches métalliques séparées par des couches d'air d'épaisseurs égales (Figure 2.18). La cellule unitaire peut fournir une gamme de phase de 360° avec une magnitude de transmission supérieure à -1 dB.

Le RT à quatre couches est conçu et mesuré en champ proche. Les résultats mesurés montrent un gain de focalisation maximal de 23,76 dBi à 13,5 GHz, des SLL et de polarisation croisée de -13 dB et -30 dB, respectivement.

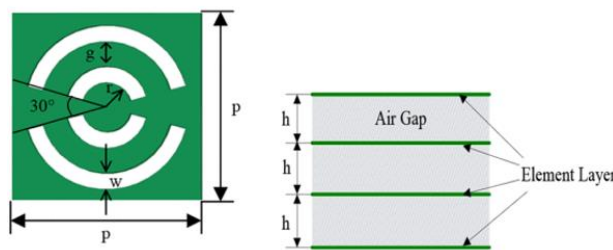


Figure 2.19 RT en métal seul à CU à double fente annulaire [80]

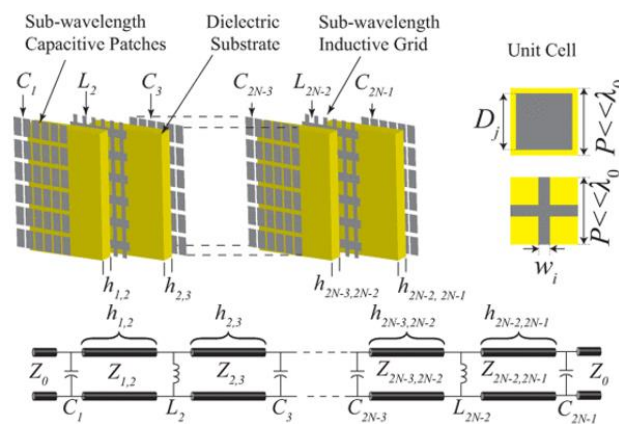


Figure 2.20 RT à éléments de déphasage spatial en bande X [81] et en bande Ka [82]

Le gain maximal mesuré atteint 24,26 dBi à 11,45 GHz pour une antenne RT à ouverture circulaire de diamètre $D = 6,76\lambda_0 = 149,3\text{mm}$. Les largeurs de bande à 1 dB et 3dB sont respectivement de 4,2% et 9,4%. Une autre expérience portant sur une antenne RT à haut rendement sans substrat diélectrique est aussi démontrée dans [80]. Les auteurs ont travaillé avec des doubles fentes annulaires en multicouches (Figure 2.19) pour former une cellule unitaire.

Une bonne performance est observée avec une gamme de phase de 360° pour une perte de transmission inférieure à 1,5 dB, et la réponse de la cellule unitaire est moins sensible à l'incidence oblique. Le prototype présente une efficacité de rayonnement de 77,6 % et une efficacité d'ouverture de 55 % avec des niveaux SLL et de polarisation croisée de -19 dB et -31 dB, respectivement. La bande passante est d'environ 7,4 % et 17,7 % en tenant compte de réductions de gain de 1 dB et de de 3 dB respectivement.

Une autre technique de synthèse de RT ou une lentille plate est introduite dans [81-82], comme illustré dans la Figure 2.20. Les lentilles proposées consistent en de nombreux motifs miniatures répartis sur une surface plane. La topologie de chaque déphaseur spatial (*SPS : Spatial Phase Shifter*) est basée sur la conception d'une classe de FSS passe-bande composées entièrement de structures périodiques non résonantes de sous-longueur d'onde. La procédure de conception des lentilles proposées et des *SPS* consiste en une réponse passe-bande dans différents ordres N de filtre et son nombre équivalent de couches est de $2N-1$ dans lequel il y a N plaques capacitives et $N-1$ grilles inductives imprimées sur $N-2$ substrats identiques (Figure 2.20). Plus l'ordre de la réponse du filtre est élevé, plus la plage de phase sera grande. La cellule unitaire du *SPS* est miniaturisée avec sa périodicité égale à un cinquième de la longueur d'onde en espace libre à 10,5 GHz, de sorte que sa réponse en fréquence est stable à l'incidence oblique. La plage de déphasage augmente à 270° et 360° pour les MEFSS (*Miniaturized-Element Frequency Selective Surfaces*) de troisième et quatrième ordre, respectivement. La technique proposée [82] est complémentaire au travail de [81] pour résoudre les problèmes susmentionnés est basée sur la cellule unitaire *SPS* d'ordre mixte.

Double polarisation circulaire

Un des premiers RT à polarisation circulaire a été réalisé à l'Université de Calgary, au Canada [83]. Il est basé sur une cellule unitaire à cinq couches fonctionnant en bande Ku (Figure 2.21). La couche intermédiaire est une ouverture en forme de croix dans un plan de masse. Une paire de patches rectangulaires de chaque côté du plan de masse fonctionne comme des antennes à patches empilés couplés à l'ouverture afin d'améliorer la bande passante. Pour un élément donné, les patches réparties sur les quatre couches doivent être tournées ensemble pour obtenir la plage de phase de 360° , qui est le double de l'angle de rotation. Un accord entre les résultats mesurés et simulés du diagramme de rayonnement est observé.

Le rendement d'ouverture est de 42 % à 12,4 GHz et atteint 49 % à 12,9 GHz. Le rapport axial est inférieur à 2 dB de 12,4 GHz à 13,3 GHz (7 % autour de 12,4 GHz). La technique de rotation est également démontrée à 12,7 GHz [84] et 20,5 GHz [85] (Figure 2.23).

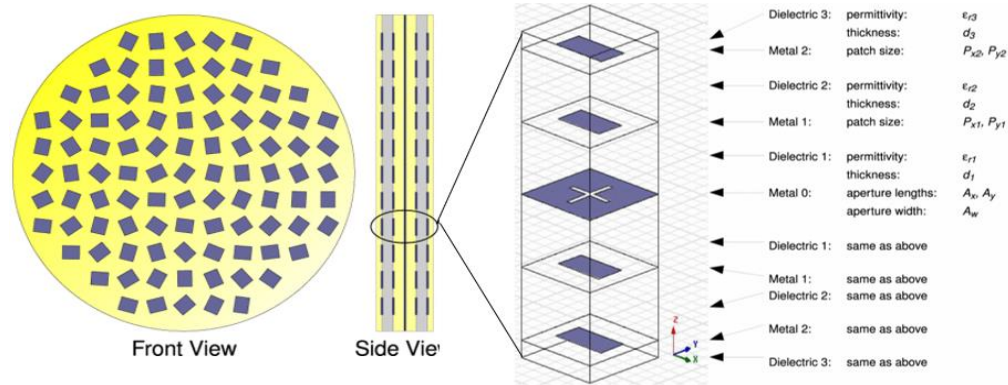


Figure 2.21 CU à polarisation circulaire à cinq couches dans la bande Ku [83]

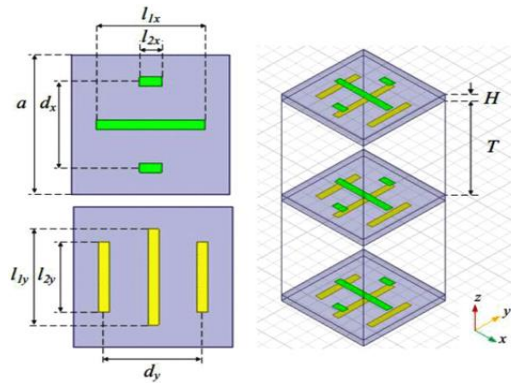


Figure 2.22 CU à polarisation circulaire basées sur la technique de rotation [84]

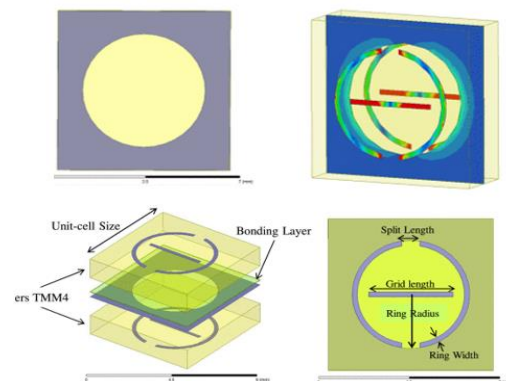


Figure 2.23 CU à polarisation circulaire basées sur la technique de rotation [85]

Le premier présente une cellule unitaire basée sur une structure de type dipôle disposée en deux polarisations orthogonales sur chaque substrat (imprimé sur deux côtés du substrat) dans une configuration empilée du FSS (Figure 2.22). L'efficacité d'ouverture maximale de 0,48 est atteinte à 12,9 GHz. Le rapport axial est inférieur à 2 dB dans la largeur de bande 12,4-13,3 GHz (7%) où le rendement d'ouverture est supérieur à 40%. La méthode est validée en bande Ka [86]. La cellule unitaire est composée d'un patch rectangulaire LP et d'un patch CP à angle tronqué (Figure 2.24).

La structure de trou d'interconnexion est utilisée pour connecter deux patches et la technique de rotation est appliquée à la couche de réception pour la compensation de phase. Le prototype 1 bit est conçu sur la base d'un sous-réseau 4x4 dans un schéma de rotation pour améliorer la largeur de bande du rapport axial. Ce rapport axial (RA) mesuré est inférieur à 3dB entre 27,4 GHz et 35 GHz (24,4 %) et le gain RHCP est de 22,8 dBi à 30 GHz.

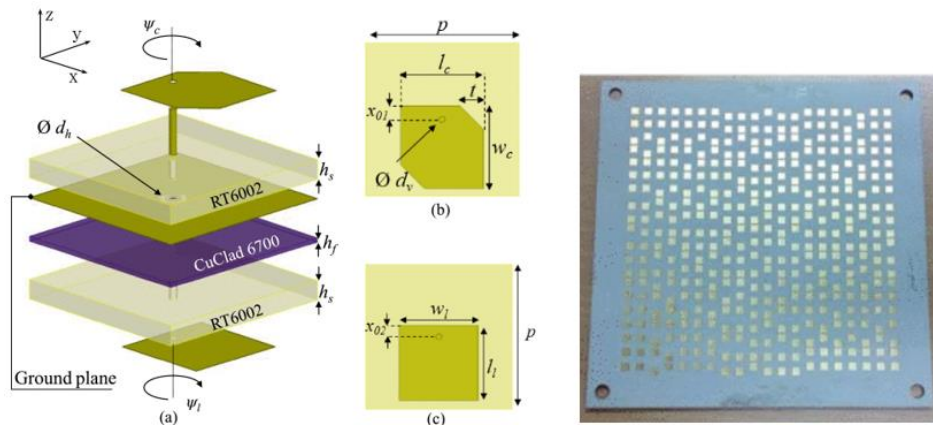


Figure 2.24 CU à polarisation circulaire basée sur une structure à trous [86]

Une dernière configuration consiste à travailler avec une onde incidente polarisée linéairement et inclinée à 45° de manière à inclure de façon égale deux polarisations linéaires orthogonales. La cellule unitaire doit donc être capable de faire varier les phases transmises dans des polarisations orthogonales et de les maintenir décalées de 90° pour chaque cellule unitaire distribuée dans l'ouverture.

La cellule unitaire présentée dans [87] comprend trois couches basées sur des fentes croisées (Figure 2.25) et présente une plage de déphasages de 353° pour une perte d'insertion inférieure à 3 dB à 10 GHz.

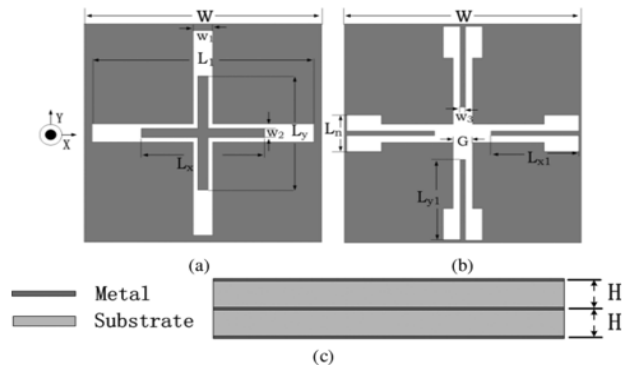


Figure 2.25 CU à fente croisée pour double polarisation linéaire utilisée en polarisation circulaire [82]

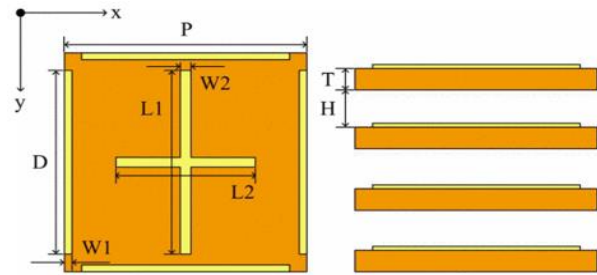


Figure 2.26 Cellule unitaire à dipôle croisé pour double polarisation linéaire et circulaire [83]

Les mesures des largeurs de bande du RA pour des réductions de gain de 3 dB et 1 dB sont respectivement d'environ 3,5 % et 4 % autour de 10 GHz. Dans [88], la cellule unitaire est créée en empilant quatre éléments du FSS qui sont constitués d'un dipôle croisé au centre et de quatre bandes aux limites (Figure 2.26). Un déphasage continu de 360° est obtenu avec une amplitude de transmission meilleure que -1,6 dB à 30 GHz et les courbes de phase des autres fréquences par rapport à la variable $L1$ ou $L2$ sont quasi-linéaires. Le couplage entre les deux polarisations orthogonales est négligeable et la cellule unitaire est appropriée pour les polariseurs circulaires gauche et droite.

Double polarisation

Un exemple d'une CU de RT à double polarisation fonctionnant à 30 GHz [89] basé sur une structure multicouche de patches et une fente transversale de couplage est montrée à la Figure 2.27. Pour la bipolarisation, les deux paramètres s_x et s_y sont indépendantes. Ainsi, lorsque l'une d'entre elles est modifiée, la phase de transmission pour une des polarisations linéaires est modifiée alors que le déphasage imposé à l'autre polarisation reste inchangé. Pour chaque polarisation, il est nécessaire d'obtenir une gamme complète de déphasage en faisant varier les dimensions du patch correspondant.

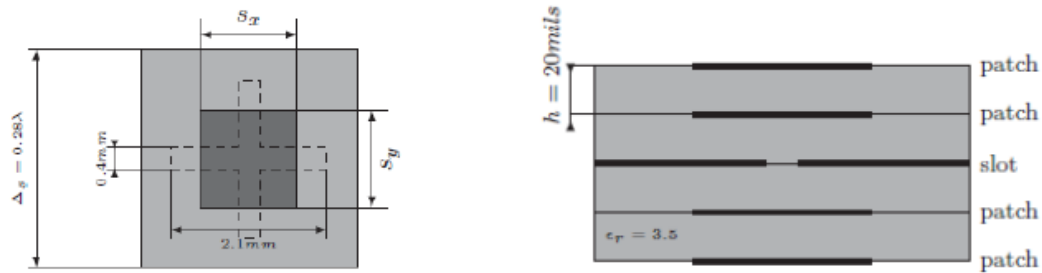


Figure 2.27 CU à double polarisation et faisceaux à deux polarisations [89]

Un RT de 18x18 éléments est conçu et simulé pour deux faisceaux dans des directions différentes dans deux polarisations à 30 GHz. Les résultats prometteurs indiquent que le RT à double polarisation peut être utilisé pour différentes zones de couverture.

La configuration multicouche imprimée sur des substrats est déployée pour les RT en mode de double polarisation, comme dans [90]. La cellule unitaire à trois couches est basée sur une fente en anneau rectangulaire et offre un contrôle de phase indépendant pour les deux polarisations.

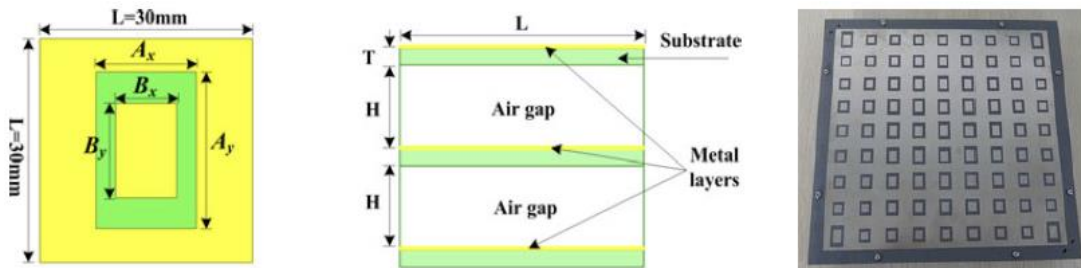


Figure 2.28 CU à double polarisation et prototype fonctionnant à 6 GHz [90]

Une structure multicouche est présentée démontrant un RT double polarisation par exemple dans [90] où une cellule unitaire à trois couches basée sur un motif de fente en boucle carrée permet un contrôle indépendant de chaque polarisation. La plage de déphasage maximale est de 300° à 6 GHz (pour des pertes d'insertions maximale de -2 dB) dans chaque polarisation en variant les paramètres A_x et A_y (Figure 2.28). Un prototype est fabriqué pour démontrer le concept proposé avec une largeur de bande de 8.3% à 1 dB et gain maximum de 20.1 dB à 6.1 GHz. Les auteurs démontrent aussi que grâce au contrôle indépendant de la phase dans chacune des polarisations, il est possible de réaliser un polariseur circulaire en tournant le cornet à un angle d'inclinaison de 45° .

GHz [91]. La longue fente fonctionne dans la bande inférieure (12 GHz) tandis que deux fentes plus courtes fonctionnent dans la bande supérieure (18 GHz) dans [92] de la Figure 2.30.

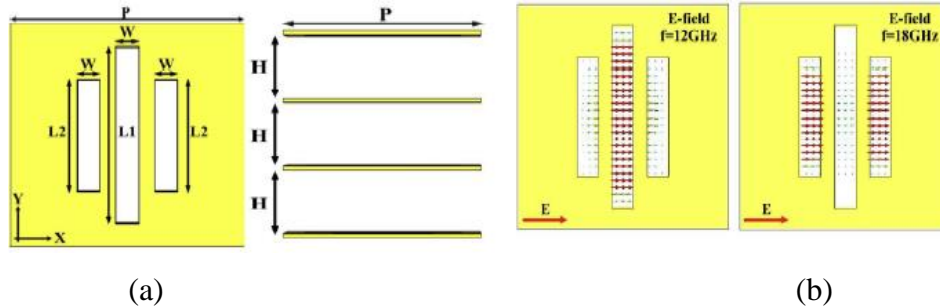


Figure 2.30 RT métalliques à double bande avec une CU à fente [92]

Quatre couches sont empilées pour obtenir une plage de phase de 360° dans les deux fréquences en tenant compte d'une perte d'insertion inférieure à 3 dB pour toutes les paramètres ($L1$: 11.6 mm -12.6 mm and $L2$: 7.4 mm to 8.4 mm).

Un prototype comme dans [93] est fabriqué et mesuré pour démontrer les performances de rayonnement. Dans la bande inférieure, la largeur de bande à -3 dB s'étend de 11,8 GHz à 12,2 GHz avec un gain maximal de 27,8 dBi à 12 GHz et une efficacité d'ouverture de 52%.

D'autres cellules unitaires à double bande sont également introduites en polarisation circulaire pour les applications satellites comme montré dans la Figure 2.31.

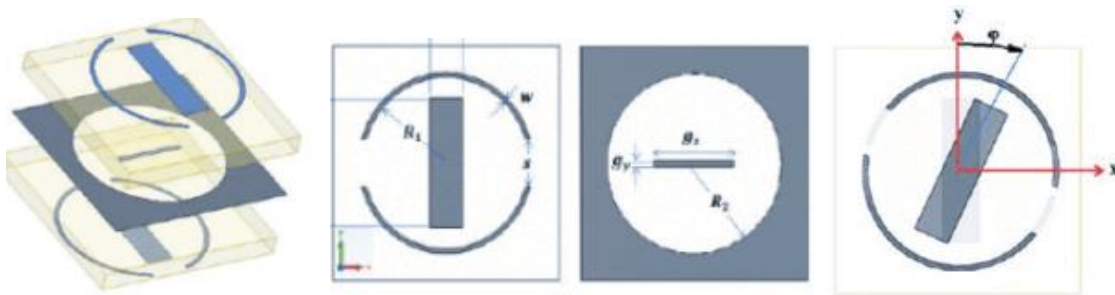


Figure 2.31 CU double bande à polarisation circulaire [93]

Élargissement de la bande passante

La large bande d'un réseau transmetteur est une propriété importante. Elle caractérise le taux de transfert de données élevés et l'augmentation des canaux de communication. Ces dernières années, certaines solutions ont été proposées et validées.

La cellule unitaire FSS pour des applications larges bandes est proposée par [94]. Elle est basée sur une FSS à éléments miniaturisés (MEFSS) à retard (TTD : *true time delay*) avec une périodicité inférieure à la longueur d'onde. C'est une structure périodique non résonante avec N-ième ordre de la réponse de passe-bande, car la cellule unitaire est composée de plaques capacitives non résonantes et de grilles inductives non résonantes. La technique consiste à utiliser le concept de retard de groupe au lieu du retard de phase pour synthétiser une ouverture d'antenne pour l'application d'impulsions à large bande. Les résultats des deux prototypes mesurés et calculés correspondent bien et la performance dominante de ce concept en matière de largeur de bande est prouvée par la largeur de bande 3dB de 43% (7,5 GHz-11,6GHz) et de 38% (7,8 GHz -11,5 GHz) pour le premier et le deuxième prototype, respectivement. L'étude de ce groupe de recherche aboutit à une solution prometteuse pour les réseaux transmetteur à large bande avec la plus grande performance de bande passante proposée jusqu'à présent. La cellule unitaire non résonante du FSS offre une autre possibilité de concevoir des cellules unitaires pour les RT.

Une méthodologie généralisée est proposée pour concevoir des cellules unitaires à large bande comprenant des couches empilées avec des éléments non résonnants (par exemple, Figure 2.34) [96] [97]. L'objectif de cette technique est d'élargir la bande passante fractionnelle des différentes structures de cellules unitaires dans la bande de transmission.

La cellule unitaire est modélisée par un circuit équivalent simple dans lequel chaque couche conductrice est représentée par une susceptance en parallèle (Figure 2.34a) pour une cellule unitaire à 4 couches). Un ensemble d'éléments non résonnants à la Figure 2.34b est exploré afin de faire varier la valeur de l'admittance en modifiant leurs dimensions physiques. Selon la structure de chaque élément spécifique, il peut réaliser une gamme inductive ou capacitive ou les deux.

Le prototype validé à 4 couches est conçu pour 10 cellules unitaires différentes et celles-ci présentent une largeur de bande fractionnelle à -3dB de 20% autour de 19 GHz. Un RT à 3 bits fabriqué est mesuré pour un faisceau collimaté et la largeur de bande de gain à 1dB mesurée est supérieure à 18 % autour de 19 GHz.

La combinaison de différentes cellules unitaires avec une large largeur de bande est intuitivement une solution remarquable pour les performances à large bande du réseau transmetteur. Cette technique peut offrir une liberté de cellules unitaires à large bande pour une grande variation de phase avec une faible perte.

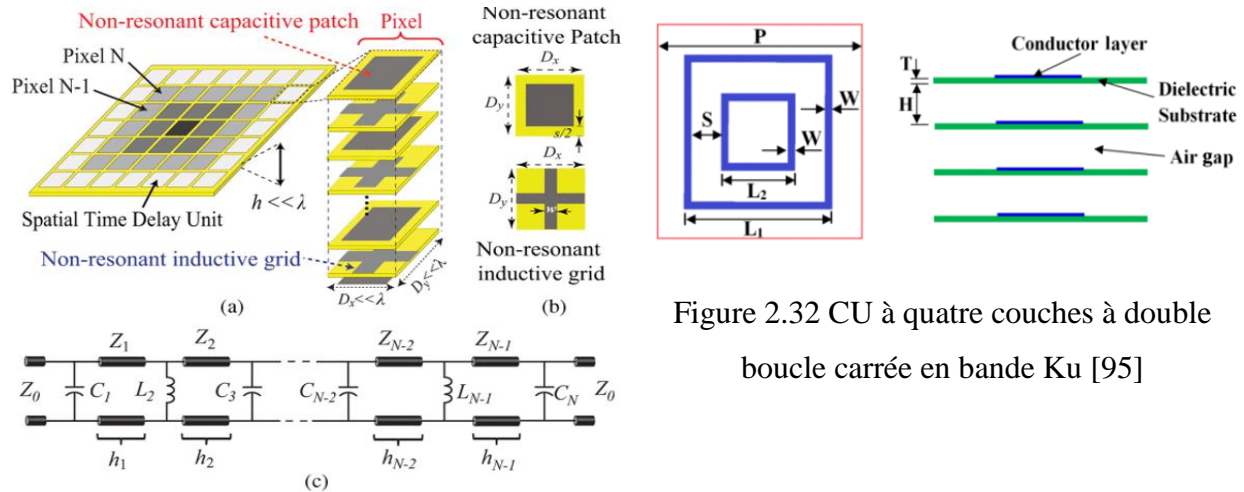


Figure 2.32 CU à quatre couches à double boucle carrée en bande Ku [95]

Figure 2.33 CU de retard à temps réel à filtres passe-bande [94]

2.6 Réseaux Transmetteurs actifs

Les réseaux transmetteurs actifs (RTA) ou des réseaux transmetteurs reconfigurables (RTR) basés sur des cellules unitaires actives dont la phase de transmission peut être variée dynamiquement à partir de composants électroniques (diodes PIN) ou électromécaniques (MEMS) et d'une source externe (source d'énergie électrique, laser...). L'objectif principal d'un réseau transmetteur actif est de fournir un grand angle de dépointage du faisceau ou une formation de faisceau avec une efficacité élevée sans interruption. Dans la littérature, les réseaux transmetteurs actifs sont classés en polarisations linéaires, circulaires, à double polarisation et à double bande.

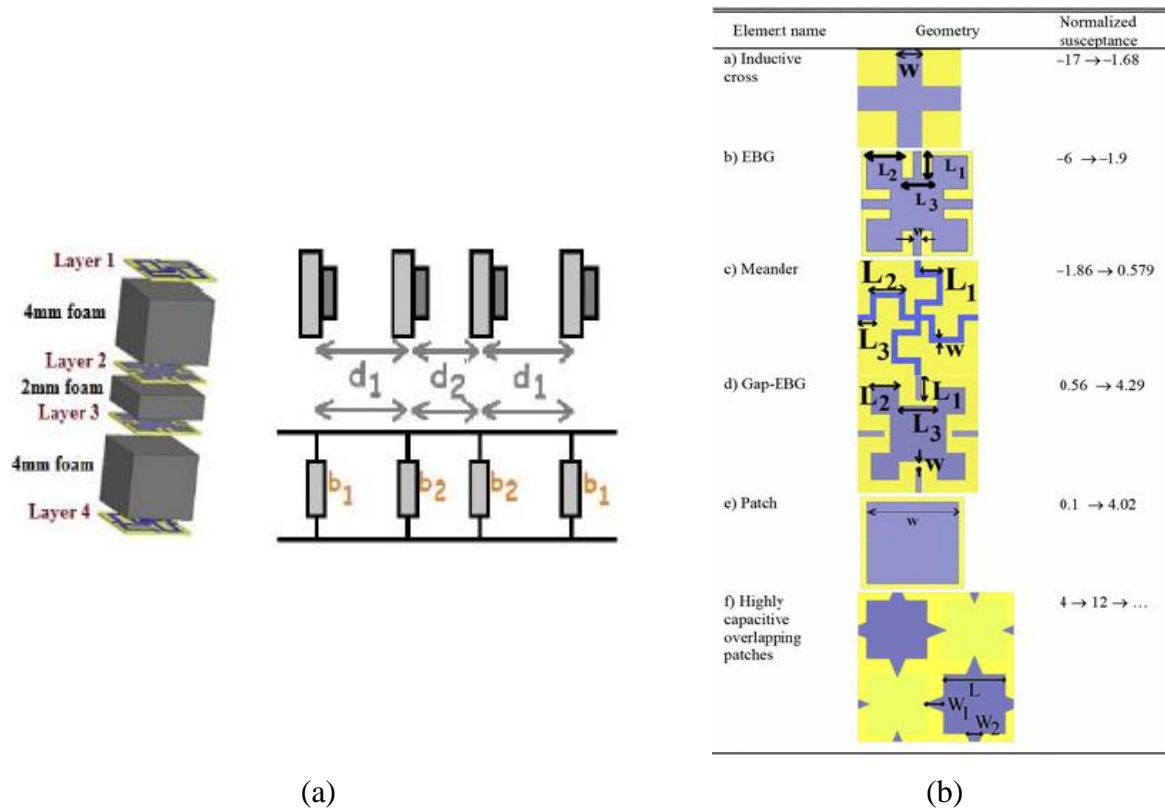


Figure 2.34 CU à 4 couches [96] [97] (a) son circuit équivalent en circuit shunt et (b) Éléments

Polarisation linéaire

Les RTR sont réalisés à partir de cellules unitaires reconfigurables. Les commutateurs MEMS sont applicables aux RTR et aux cellules unitaires reconfigurables. Dans [102], la cellule unitaire proposée en polarisations orthogonales entre les couches de réception et d'émission (Figure 2.35) sont basées sur deux antennes à fente et un résonateur en ligne de transmission. Il est démontré que quand les commutateurs sont idéaux, quatre états de la cellule unitaire sont obtenus dans une largeur de bande où les pertes sont inférieures à 1dB d'environ 9% autour de 32 GHz. Une perte en raison de l'erreur de quantification de phase de 2 bits et aux commutateurs est estimée à moins de 3 dB. Dans [103] on a constaté un décalage entre la perte simulée et mesurée pour deux des quatre états de la cellule unitaire.

Les résultats mesurés montrent une plage de balayage du faisceau principal de l'antenne de $\pm 40^\circ$ dans les deux plans principaux, et un bon accord entre la simulation et la mesure à chaque angle de balayage.

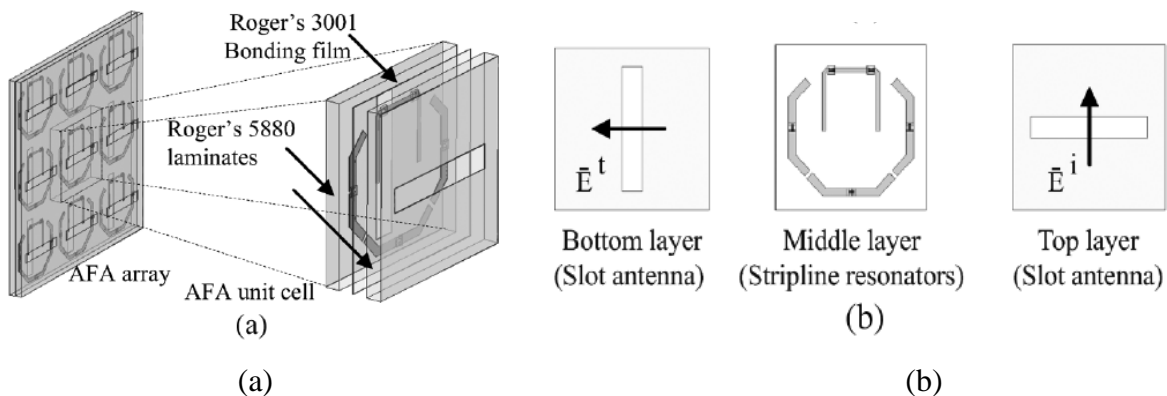


Figure 2.35 Configuration de la CU empilée (a) et de ses couches (b) [102]

Une perte d'insertion élevée est enregistrée (8 dB en moyenne). Cette recherche démontre avec succès la solution MEMS pour un réseau de lentilles avec un grand nombre de dispositifs actifs intégrés dans le réseau de transmission. Dans la bande X, une cellule unitaire fonctionnant avec des MEMS est proposée dans [104] pour une résolution de phase de 1 bit, mais la perte d'insertion reste élevée avec une étroite la bande passante.

Dans [104-107] de la Figure 2.36, une cellule unitaire reconfigurable (CUR) est proposée pour fonctionner en bande C. La cellule unitaire est composée de deux patches couplés par la fente dans un plan de masse intermédiaire. Une paire de diodes varicap est montée sur chaque patch et une autre sur la fente de couplage dans le plan de masse inférieur. Une fente placée dans le plan de masse ne permet pas au système de polarisation d'alimenter directement la couche métallique du plan de masse sans interférer avec les performances des patches. Par conséquent, un autre plan de masse est inséré pour réserver un espace entre deux plans de masse pour les lignes de polarisation. En contrôlant la tension, une variation de phase de 260° est obtenue à 5,5 GHz pour une amplitude de transmission meilleure que -3dB [105].

Les auteurs proposent des versions améliorées de la cellule unitaire large bande dans [106-107], basée sur une approche similaire. L'onde incidente excite le patch supérieur et est couplée à deux lignes microrubans avec un signal équilibré par un couplage différentiel couplé de proximité (Figure 2.37).

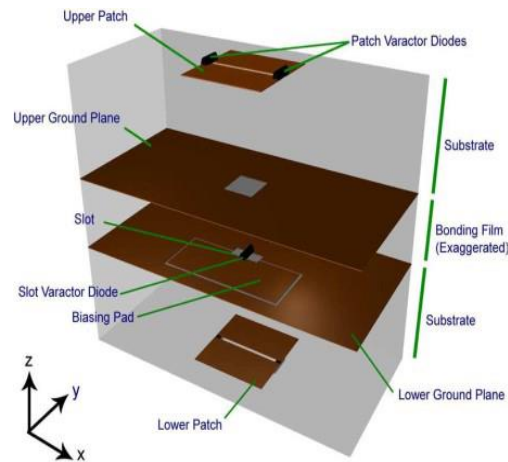


Figure 2.36 CUR avec schéma de source d'alimentation [105]

Le signal passe ensuite par deux déphaseurs en pont-T équilibrés en série. Pour transférer le signal du côté entrée, au côté sortie, la technique de couplage par ouverture est mise en œuvre par deux lignes microruban aux deux fentes.

La configuration à un seul patch fournit une plage de phase de 426° en tenant compte de la perte d'insertion de 4,3 à 2,1 dB avec une largeur de bande d'impédance de 100 MHz. La bande passante est limitée par les performances du patch et elle est plus large dans la deuxième configuration dans laquelle un patch empilé est utilisé. Cette dernière présente une largeur de bande de 500 MHz avec une plage de phase de 400° pour une perte d'insertion inférieure à 5,2 dB. Un prototype [100] de RTA 6x6 est caractérisé par un gain large de 16 dBi à 4,7 GHz. Le faisceau est incliné dans une plage de $\pm 50^\circ$ le long du plan E et du plan H pour une perte de balayage supérieure à 3 dB. La formation de faisceaux est validée pour un patron de rayonnement de deux/trois faisceaux, rectangulaire et en forme de beigne. Les performances à large bande de la cellule unitaire dans la bande C constituent une solution potentielle pour un RTA.

Certaines expériences suivent cette solution pour le balayage de faisceau 2D, comme le TA inspiré du FSS à 5,2 GHz [80] et 12 GHz [103]. Cependant, la perte d'insertion est importante, en particulier aux fréquences de la bande X et au-delà [109-110]. Pour compenser la perte interne due aux propriétés des varicaps, une intégration de l'amplificateur est traitée pour chaque cellule unitaire comme proposé dans [108].

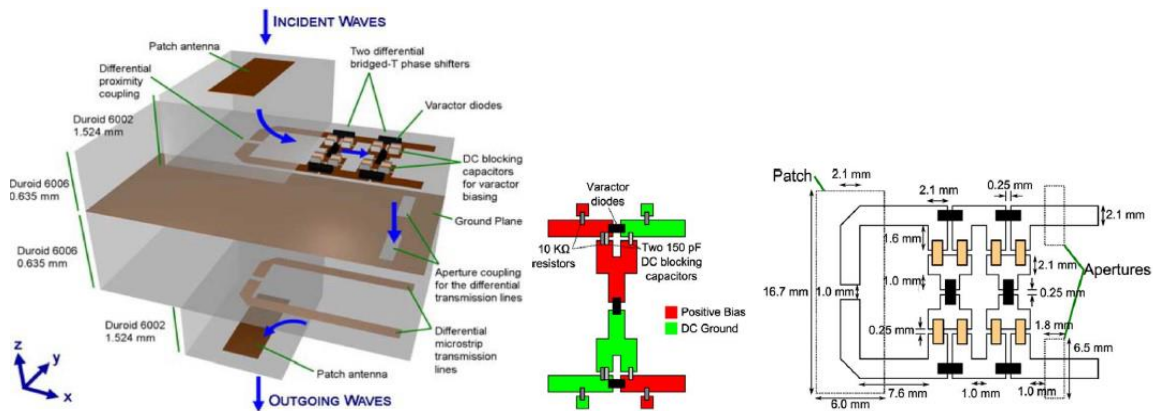


Figure 2.37 CUR à déphaseur en T à pont équilibré et un à patches empilés [107]

La partie rayonnement de cette cellule unitaire dans [110] est basée sur des patches empilés qui sont alimentés directement par une ligne microruban. le déphaseur est construit sur un circuit hybride coopérant avec des diodes varicap et une puce amplificatrice du côté de l'émission (Figure 2.38).

La largeur de bande 3-dB mesurée de cette CUR est de 10,6% pour le gain amplifié d'environ 10,5 dB avec une valeur moyenne de 7,7 dB de 4,95 à 5,5 GHz. La gamme de phase mesurée peut varier jusqu'à 400° pour une tension de varicap variant de 0 V à 10 V.

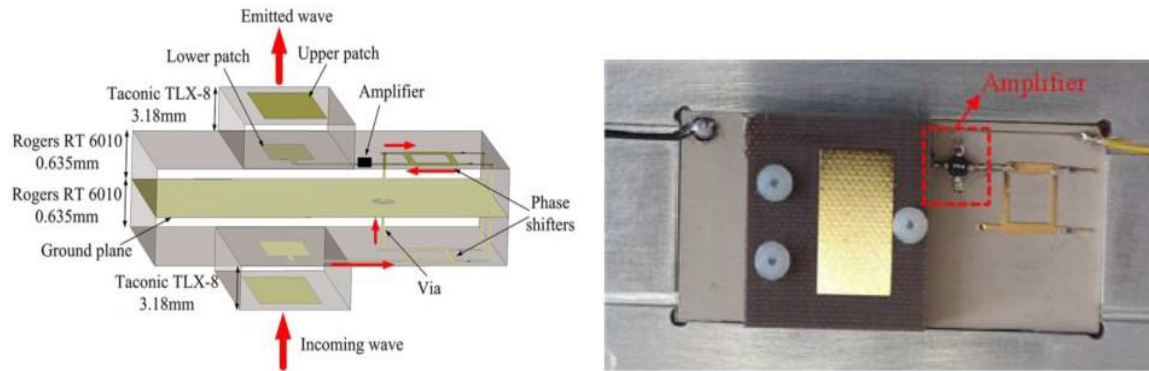


Figure 2.38 Géométrie et prototype de la CUR en la bande C [110]

Malgré de bonnes performances en termes de gain et de variation de phase, la cellule unitaire présente des limites en ondes millimétriques en raison de la complexité de la structure pour la technologie PCB et de la consommation d'énergie de la structure. La diode PIN étant un dispositif de commutation efficace avec une simplicité de son schéma de polarisation qui convient à la CUR. Une démonstration d'un RTA a été faite [111] en bande X comme illustré sur la Figure 2.39, large bande avec cette technologie. La cellule unitaire active utilisée fournit une quantification de phase de 1 bit ($0^\circ/180^\circ$) en intégrant des diodes p-i-n du côté réception de la cellule unitaire qui est composée d'une antenne patch rectangulaire chargée par une fente en U du côté de la sortie et une antenne patch de la même taille chargée par une fente en O du côté de la réception. Ces patches sont connectés par un trou d'interconnexion métallisé.

Deux diodes AlGaAs sont montées dans le patch chargé par une fente en O et connectées à une ligne de polarisation par une connexion verticale. Deux diodes sont disposées dans des positions opposées afin de commuter entre deux états de la cellule unitaire, ce qui équivaut à un déphasage de deux différences ($0^\circ/180^\circ$). Les paramètres S mesurés de la cellule unitaire sont enregistrés entre 8,5 GHz et 11,5 GHz pour les deux états de phase et comparés aux résultats simulés états de phase et comparés aux résultats simulés. La perte d'insertion minimale est égale à 1,9 dB (1,7 dB) à 9,8 GHz pour les états de phase 0° (180°), respectivement et la largeur de bande fractionnelle à -3 dB est égale à 1,5 GHz (15% autour de 10 GHz). La déviation de phase maximale par rapport aux valeurs désirées de 0° et 180° est inférieure à 14° entre 8,5 GHz et 11,5 GHz, ce qui est hautement acceptable pour une mise en œuvre pratique.

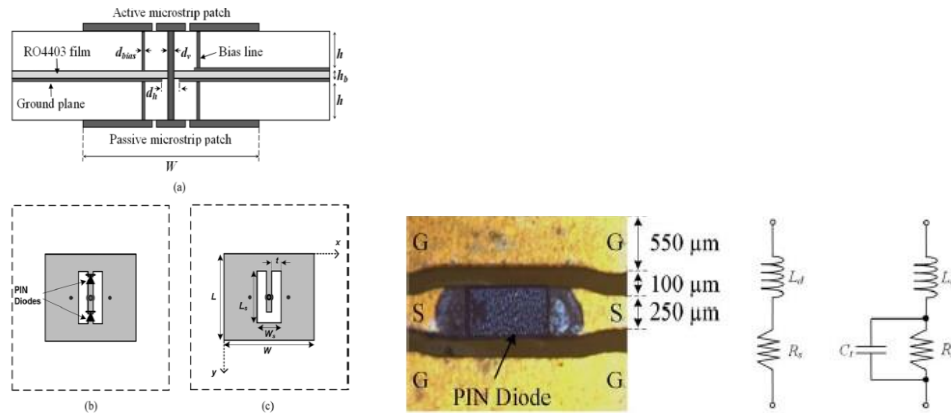


Figure 2.39 CUR en bande X utilisant une diode PIN [111]

Le but de l'utilisation d'une paire de diodes p-i-n est d'inverser le sens du courant de surface. Ainsi, le déphasage de 180° est immédiatement obtenu sans aucun effet sur l'amplitude de la transmission. Ce concept est également appliqué pour une cellule unitaire reconfigurable en bande Ka.

Polarisation circulaire

Un RT en polarisation circulaire est démontré dans [113]. La méthode consiste à concevoir une cellule unitaire rayonnant une onde à polarisation circulaire. Cette cellule unitaire PC opère en bande C et est décomposée en une sous-cellule de réception (Rx) et sous-cellule d'émission (Tx) afin de les caractériser indépendamment (Figure 2.40). L'onde incidente LP est reçue par la cellule Rx à travers des patchs empilés et l'onde guidée passe par un déphaseur de type réflexion à 180° (Figure 2.40a). L'onde de sortie alimente directement la cellule Tx qui inclut deux diodes p-i-n pour la commutation.

Un prototype est fabriqué et mesuré pour valider la conception (Figure 2.40b). Le gain mesuré à 4,8 GHz est de 14,8 dBi pour une efficacité d'ouverture de 27,6 %. Bien que la bande passante soit limitée, une plage de balayage atteint $\pm 45^\circ$ en considérant une réduction de gain inférieure à 2 dB et le rapport axial est maintenu en dessous de 3 dB aux angles d'inclinaison.

Une cellule unitaire reconfigurable en bande Ka à polarisation linéaire [112] a inspiré une cellule unitaire à polarisation circulaire qui est proposée dans [114]. La cellule utilise un patch carré qui est tronqué à deux coins opposés et chargé d'une fente en forme de U. La cellule unitaire présente une résolution de phase de 1 bit et une perte d'insertion de 1 dB à 29 GHz.

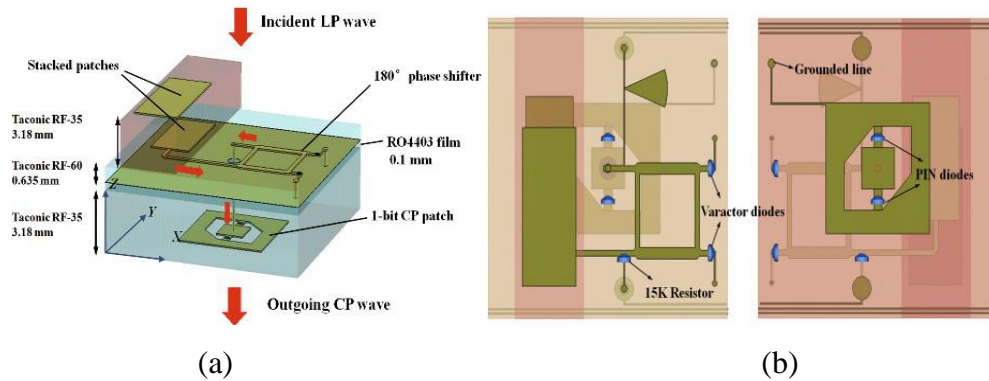


Figure 2.40 (a) CUR à polarisation circulaire et (b) ses couches

La bande passante fractionnelle à -3 dB est d'environ 14,5 % et la bande passante du rapport axial (inférieur à 3 dB) pour le LHCP est de 2,8 % autour de 29 GHz. Une autre cellule unitaire PC [115] est également présentée pour un fonctionnement en bande X avec des diodes p-i-n montées sur le patch PC au niveau de la couche émettrice.

Double polarisation

L'architecture de cellule unitaire active à trou de via et plan de masse offre une flexibilité de contrôle de la polarisation au niveau de la couche de transmission. Le prototype proposé dans [116] présente une résolution de phase de 1 bit en polarisation linéaire double. La cellule unitaire contient des patches microbandes à deux couches pour les antennes de réception (Rx) et de transmission (Tx). Le principe de fonctionnement peut être décrit comme suit : l'onde incidente polarisée en \hat{x} est captée par l'antenne Rx et transmise à l'antenne Tx par un trou de passage métallique. L'antenne Tx peut ajuster la polarisation et réémettre l'onde guidée dans l'espace libre en polarisation \hat{x} - ou \hat{y} (Figure 2.41). L'antenne Rx est composée d'un patch de 9 mm x 6,4 mm chargé d'une fente en O. Deux diodes p-i-n montées sur la fente en O dans la direction \hat{x} sont utilisées pour fournir une différence de 180° dans la phase de transmission. L'antenne Tx est un patch carré (taille de 5.85 mm x 5.85 mm) avec une fente en O.

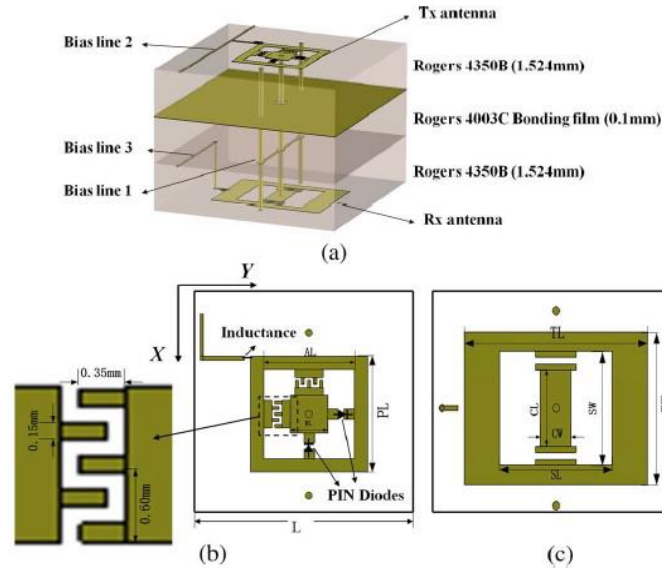


Figure 2.41 CU double à polarisation linéaire en bande X [116]

Une diode p-i-n est disposée dans la direction \hat{x} tandis que l'autre se trouve dans la direction \hat{y} . Lorsque la diode à broche dans la direction \hat{x} (\hat{y}) est en polarisation directe, l'onde polarisée en \hat{x} (\hat{y}) est obtenue. Deux structures interdigitales sont introduites dans l'antenne Tx afin d'émuler la même valeur de capacité de la diode pin à l'état OFF ; ceci réduit la polarisation croisée du patch Tx.

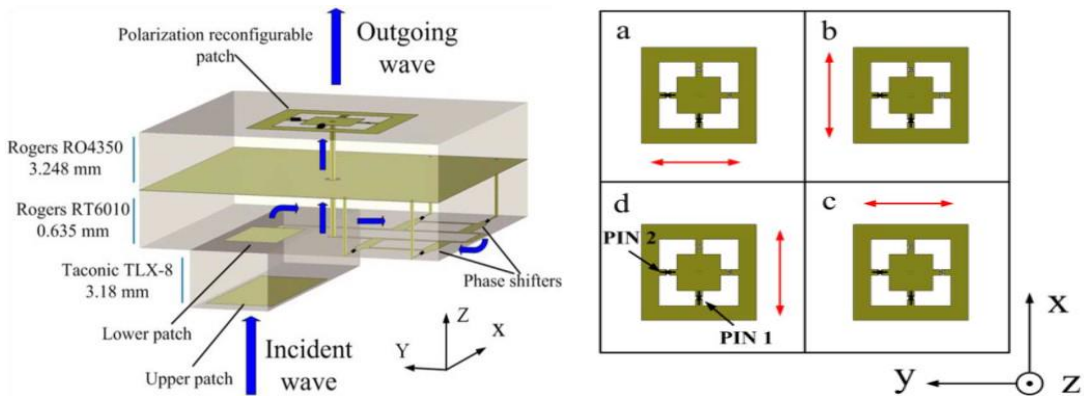


Figure 2.42 CU hybride pour la commutation en polarisation bilinéaire et circulaire [118]

La cellule unitaire présente une résolution de phase de 1 bit pour chaque polarisation et ces polarisations orthogonales sont commutées alternativement.

Le même concept de commutation de polarisation est introduit pour la cellule unitaire PC dans [118]. Cette technique, utilisant une diode p-i-n pour régler la direction du courant de surface sur le patch, devient populaire pour obtenir une résolution de phase de 1 bit ou changer la polarisation. Cette dernière, en coopération avec des diodes varicap dans la couche Rx pour une variation continue de la phase, est employée dans la polarisation linéaire double et dans la polarisation circulaire double (Figure 2.42) [119]. La conversion des ondes LP en PC est efficace dans différents sens au niveau de la couche rayonnante grâce à un groupe de quatre cellules unitaires en PL reconfigurables capables de contrôler orthogonalement sa polarisation linéaire, comme le montre la figure ci-dessous. Le concept proposé peut offrir quatre options de polarisation : \hat{x} , \hat{y} , LHCP et RHCP. Le schéma de rotation de la couche d'émission est choisi pour éviter les lobes parasites dans la composante de polarisation croisée au lieu d'utiliser un sous-réseau 2x2 et la disposition de phase est contrôlée électroniquement dans la couche de réception. Le RHCP et le LHCP sont commutés alternativement en inversant les états de phase des cellules unitaires associées tournées de 0° (ou 90°) et 180° (ou 270°). Un RT à 400 éléments est conçu pour un F/D égal à 0,6 (cornet standard de 10 dBi) et mesuré pour un faisceau droit et un faisceau dépointé selon différents angles. Les résultats mesurés montrent un accord avec les données simulées et une bonne plage de balayage (jusqu'à $\pm 60^\circ$ dans deux plans principaux et $\pm 40^\circ$ dans le plan diagonal). La largeur de bande à -3 dB s'étend sur 14,6 % autour de 29 GHz (27,4 GHz-31,7 GHz) avec un rapport axial (AR) inférieur à 1,8 dB dans toute la largeur de bande.

Double bande

Une cellule unitaire active de RT est proposée par une structure hybride de réseau transmetteur et de MMIC multifonctionnel. Dans [119], un sous-module de RT (Figure 2.43) est étudié à une fréquence bi-bande (bande K/Ka), soit 20 GHz pour la liaison descendante et de 30 GHz pour la liaison montante. Le terme " sous-module " est utilisé parce que sa structure hybride contient une antenne patch de réception avec six antennes patch d'émission, dont deux patches de liaison descendante et quatre patches de liaison montante. La partie réception est connectée à la partie émission par l'intermédiaire d'un MMIC intégré ayant la capacité de contrôler à la fois l'amplitude et la phase du signal émis au niveau de chaque patch. Cette configuration du sous-module de RT

est très prometteuse pour les communications par satellite avec des capacités de phase et d'amplitude contrôlables de manière active en fonctionnement bi-bande. Cependant, elle nécessite un processus de fabrication complexe et la tolérance de l'alignement des multicouches est faible et les lobes secondaires sont inévitables.

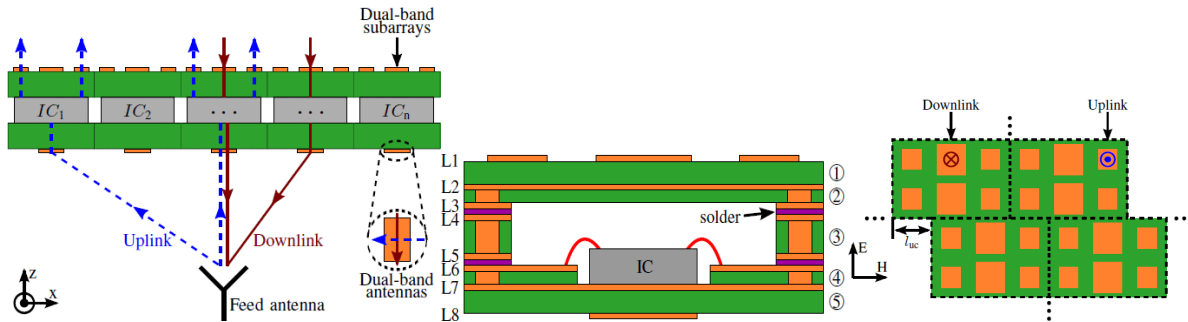


Figure 2.43 Structure d'un sous-module de RTA en bandes K/Ka [119]

2.7 Développement et tendances futures

Comme pour les antennes à RR, le développement des antennes à RT atteint une certaine maturité avec de nombreuses publications sur les configurations de base. Dans la littérature, de nombreux aspects des RT sont couverts par plusieurs expériences et dans différentes bandes de fréquences. Toutefois, d'autres tendances doivent être étudiées plus avant en raison de la demande des applications futures qui exigent des antennes plus petites (à la fois dans les dimensions physiques et électriques) mais plus "intelligentes" (multifonctions, haute capacité de transmission). Dans l'état actuel des connaissances, des directions de recherche ont été poursuivies avec ou sans résultats préliminaires, notamment la polarisation orthogonale en bande unique ou circulaire, la large bande passante, la double bande ou multi-bande. Les RT à polarisation circulaire et à large bande sont étudiés avec soin dans la littérature pour différentes méthodes. Pour les applications satellitaires à ondes millimétriques, la liaison descendante et la liaison montante sont attribuées dans deux bandes de fréquences distinctes, typiquement comprises dans la bande Ka. Le RT à double polarisation orthogonale est particulièrement indispensable pour disposer d'un système composé partageant le même volume et le même espace pour les liaisons descendantes et montantes.

La nécessité de disposer de liaisons satellites robustes sans perturbation justifie l'importance de la polarisation circulaire qui limite les interruptions de la communication entre le satellite et la station terrienne.

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, les applications potentielles des réseaux transmetteurs ont été examinées. La comparaison avec le réseau phasé et le réseau réfléchissant met en évidence les principaux avantages du réseau transmetteur et son adaptation aux communications futures par la manipulation de la polarisation et la réduction du profil. Les réseaux transmetteurs sont des candidats prometteurs pour les systèmes radar, les communications 5G, les liaisons radio fixes et les applications satellites. L'état de l'art résume de nombreux exemples de réseaux transmetteurs passifs fonctionnant jusqu'aux ondes millimétriques et des expériences de conceptions activement reconfigurables pour balayer le faisceau dans un grand angle et former leurs diagrammes de rayonnement. Différentes solutions sont proposées pour les RTA, telles que les varicaps, les commutateurs MEMS, les diodes PIN...

2.9 Motivation et Objectifs de la thèse

2.9.1 Motivation

À ce jour, des résultats très intéressants ont donc été mis en évidence pour les antennes multifaisceaux utilisant des métasurfaces. Cependant, la méthodologie de conception de ces dispositifs d'antennes peut être fortement améliorée en ce qui concerne la détermination soit du type de métasurfaces employées afin d'améliorer son efficacité ou même une technique améliorée de synthèse de faisceaux intégrant l'effet de cellules du réseau de transmission. Une étude rigoureuse des cellules déphaseuses permettra d'optimiser les performances de l'antenne développée. De plus, après avoir trouvé une métasurface satisfaisant cette condition, le prototype doit ensuite être testé avec l'outil de simulation EM sans qu'il soit très gourmand en ressources informatiques avec la meilleure précision possible.

2.9.2 Objectifs

D'un point de vue général, cette thèse devra permettre d'acquérir des nouvelles connaissances théoriques sur la transmission d'ondes EMs sur des surfaces transmissives multicouches anisotropes. Dans ce cadre, un outil numérique sera développé pour la synthèse de patrons de rayonnement pour des faisceaux orthogonaux. Il permettra d'analyser rapidement les caractéristiques des cellules déphaseuses bipolarisées utilisant des susceptances avec la vertu d'anisotropie nécessaire et des antennes cornets doubles modes avec OMT adaptées aux besoins de l'application. Cette outil prendra en compte les effets des cellules déphaseuses dans les deux polarisations perpendiculaires. La méthodologie implémentée sera méticuleusement explicitée et évaluée selon plusieurs critères d'appréciation et de convergence.

Pour valider le concept, un autre objectif de la thèse sera de réaliser des prototypes afin de démontrer l'efficacité de la méthodologie présentée et d'évaluer les performances des cellules élémentaires proposées. Les prototypes seront adaptés au cahier des charges, dans le but de réduire la fréquence de coupure du mode fondamental et/ou de réduire la section de la structure guidée.

En récapitulatif, les objectifs de cette thèse peuvent être résumés en trois points :

- Maîtrise de la théorie de la propagation des ondes sur des surfaces transmissives anisotropes multicouches et leur intégration dans un systèmes d'antenne à faisceaux double orthogonaux.
- Mise en œuvre d'une nouvelle méthodologie de synthèse de faisceaux double orthogonaux à l'aide d'une source primaire illuminant la même surface transmissive et à la même fréquence.
- Réalisation de prototypes de systèmes d'antennes de double faisceaux orthogonaux et indépendantes avec contrôle indépendant de la largeur de faisceau à mi-puissance dans les deux polarisations.

La contribution de notre travail de recherche peut être résumée de la façon suivante :

- Une nouvelle cellule élémentaire anisotrope pour moduler orthogonalement les susceptances,
- Une nouvelle Cellule Bipolarisée (CUB) pour moduler de façon indépendante la phase dans les deux polarisations perpendiculaires,
- Une démonstration du contrôle indépendant des faisceaux ayant des polarisations orthogonales,
- Le contrôle de la largeur de faisceau à mi-puissance (HPBW)
- La modification d'une méthode de synthèse de faisceaux itérative qui tient compte des caractéristiques non idéales des CUBs et de la discrétisation de phase.
- $XPD > 40$ dB alors que dans la littérature la valeur typiquement observée est de 25 dB. La technique proposée permet d'ajouter d'autres faisceaux dans chaque polarisation avec une cette isolation entre les faisceaux pour réaliser un RTH à quatre faisceaux.

Le tableau ci-après présente et compare les performances du système d'antenne proposé par rapport à la littérature :

Tableau 2.2 Comparatif système d'antenne proposé par rapport à la littérature

Ref	Type	Center Freq (GHz)	F/D	Gain (dB)	Polarisation	Beam control Independent	Beam control HPBW	XPD (dB)	Feed Antenna	Total efficiency	Gain BW (%)
[179]	FTA	12/15	0.18	25.3/24.9	Dual CP	Yes	No	<-20	Patch	28.2% / 16.5%	8.8 / 9.1 (3dB)
[181]	FRA	5.3	0.57	22.8	Single	-	-	<-20	Patch	27%	11.3 (3dB)
[182]	RA	10/20	0.9	30.3/36.1	Dual LP/CP	No	No	<-28.1	Horn	58%/61%	9.1 / 14 (1dB)
[183]	RA	18.2/27.3	0.88	29.3/30.5	Dual CP	Yes	No	<-14	Horn	29%/14%	2.2/2.5 (1dB)
[184]	RA	8.7/15	0.8	23.6/27.8	Dual LP/CP	Yes	-	<-16	Horn	24%/21%	2.2/2.5 (1dB)
[185]	TA	20/30	0.69	15.3/15.3	Dual CP	No	-	<-25	Horn	10%/6%	11/10 (3dB)
[186]	TA	12/14.2	0.65	23.9/24.5	Dual CP	Yes	-	<-25	Horn	32.2% / 28%	7.5 / 7 (3dB)
[187]	FTA	10.3	0.16	21.94	Single CP	-	-	<-15	Patch	21.8%	11.6 (3dB)
[141]	TA	20/30	0.61	29/25.9	Dual LP	Yes	-	<-20	Two Horns	10%/6%	11.4/11 (3dB)
Cette thèse	RTH	20	0.9	23.5	Dual LP/CP	Oui	Yes	<-40	Cornet	37.8%	13 (3dB)

CHAPITRE 3 DEVELOPPEMENT DE CELLULES DÉPHASEUSES BIPOLARISÉES

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous avons dans un premier temps étudié et développé un ensemble de cellules élémentaires anisotropes (CEAs) à une seule couche de substrat diélectrique sur laquelle est imprimé un motif cuivré. Une analyse comparative sera effectuée entre ces différents CEAs pour sélectionner la plus efficace pour projet. La meilleure CEA, est choisie comme étant celle possédant de meilleures propriétés telles que : la plus grande gamme de susceptances possibles et la possibilité de contrôler de manière indépendante les composantes de susceptances associées à deux polarisations linéaires orthogonales du champ électrique (e.g. dans les directions x et y) tout en réduisant au maximum le niveau de polarisation croisée. Ensuite, les CEAs choisies sont utilisées pour concevoir les cellules unitaires déphaseuses bipolarisées (CUBs) passives qui réaliseront la distribution de phase nécessaire pour la conception du réseau transmetteur bipolarisé (RTB) qui transmettra deux faisceaux indépendants polarisés orthogonalement. Pour finir, un modèle de réseau transverse équivalent (RTE) incorporant des lignes de transmission est utilisée pour l'étude de la CUB dans Matlab visant à déterminer les susceptances nécessaires pour réaliser la gamme de phase de 360° . L'analyse des performances (amplitude, phase, bande passante et incidence oblique) est réalisée par simulation électromagnétique (SEM) avec l'outil d'Ansys HFSS. Dans ce chapitre, nous démontrerons que la modulation orthogonale de susceptances (MOS), obtenues à partir des élémentaires pour réaliser des cellules unitaires déphaseuses bipolarisées, permettent une modulation orthogonale de phases (MOP). Ceci permettra de contrôler indépendamment deux ondes incidentes de polarisations x et y . Afin de minimiser les effets relatifs aux substrats diélectriques dans la CUBs multicouches, nous choisirons un substrat diélectrique mince ayant de très faibles pertes.

3.2 Principe théorique de fonctionnement de la cellule déphaseuse bipolarisée

Dans le développement des antennes à RT, l'un des principaux défis est la conception des cellules unitaires (CU) multicouches avec une faible perte d'insertion (perte en transmission) et une large gamme de phases de transmission, soit au moins jusqu'à 360° .

La procédure de synthèse des phases peut être résumée comme indiqué à la Figure 3.1. Les trois étapes majeures de cette procédure décrivent le développement d'un ensemble de base de données interconnectées permettant la conception du réseau transmetteur final. Le résultat de ces bases de données est présenté en annexe D.

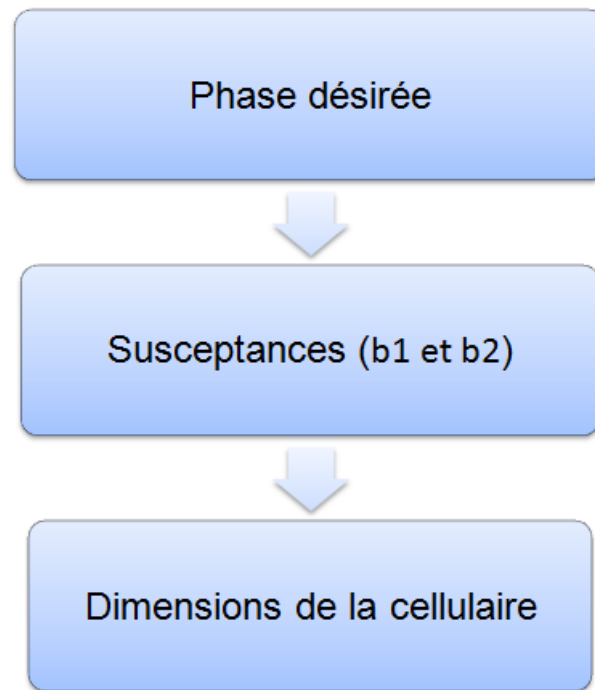


Figure 3.1 Procédure de synthèse des phases

Une des méthodes les plus utilisées est l'approche par couches-couplées dans laquelle plusieurs couches représentées par des susceptances équivalentes sont connectée en parallèle sur une ligne de transmission terminée par l'admittance caractéristique d'espace libre $Y_0 = \sqrt{\varepsilon_0/\mu_0}$. Un tel RTE est illustré à la Figure 3.2, où les valeurs de susceptances et d'admittance sont normalisées par rapport à Y_0 . Le RTE est ensuite analysé [120] afin d'étudier de façon précise la réponse de la structure multicouche qui permette d'augmenter la gamme de phases du coefficient de transmission entre les ports 1 et 2 et d'améliorer la bande passante. Comme pour les filtres, plus il y a de couches, plus il est possible d'augmenter la largeur de bande. En effet, les RTEs analysés doivent avoir une

faible perte d'insertion, c'est-à-dire $|S_{21}| = 1$ autant que possible, ce qui correspond à éliminer les réflexions à l'entrée et à minimiser la dissipation de puissance. Bien entendu, la CU doit également introduire le déphasage désiré du paramètre S_{21} .

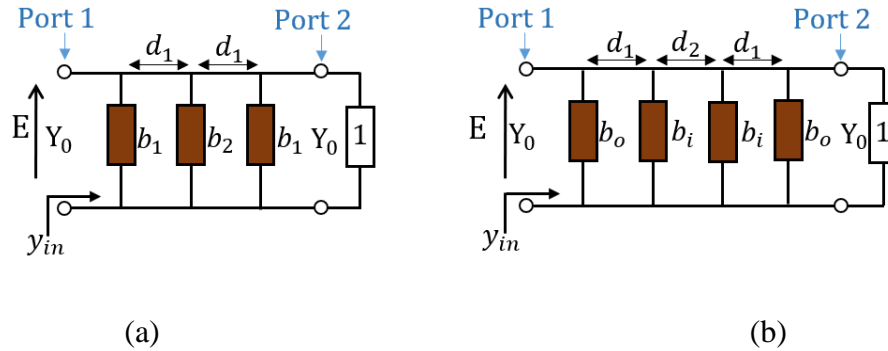


Figure 3.2 Structures de CUs à 3 couches (a) et 4 couches (b) de susceptances b_i et b_o

Le paramètre correspond à la séparation entre les couches métallisées du circuit imprimé multicouche. Plusieurs couches susceptances seraient donc nécessaires. Cependant, nous limiterons le nombre de couches étudiées afin de réduire la complexité et les erreurs de fabrication, d'alignement des couches et les pertes d'insertion élevées pouvant détériorer les performances. Pour atteindre une plage de phase de 360° et des pertes d'insertion minimales, nous étudierons les structures RTE de trois couches (Figure 3.2a) et quatre couches (Figure 3.2b). Les CUs à deux couches de susceptances offrent une gamme de phase réduite et sont très difficiles à adapter. Par exemple, la référence [121] décrit que les CUs à deux couches ne peuvent réaliser que 190° de phase du coefficient de transmission. L'expression du coefficient de transmission obtenue théoriquement en analysant les RTEs, puis celle-ci est programmée (dans Matlab par exemple) afin d'en extraire les susceptances de surfaces nécessaires à la réalisation des CUs. Cette technique d'analyse suppose une propagation d'onde plane se propageant entre le port 1 au port 2 en traversant les différentes couches de la CU. Cela permet d'obtenir la phase du coefficient de transmission entre les ports 1 et 2. Les deux types RTE analysés présentent une configuration symétrique de couches de susceptances internes b_2 et de couches de susceptances externes b_1 . Les distances de séparation entre-couches considérées sont $d = \lambda/4$ et $d = \lambda/8$. On suppose que ces couches sont constituées d'air.

Une procédure systématique est développée pour déterminer les susceptances équivalentes dans chaque polarisation, et celle-ci peut se résumer en 4 étapes :

- 1) Obtenir l'expression de l'admittance interne y_{in} (voir Figure 3.1) du RTE,
- 2) Trouver la relation entre b_2 et b_1 , analytiquement ou numériquement, qui assure une adaptation à l'entrée, i.e. $y_{in} = 1$; à partir de cette relation nous pouvons tracer une courbe de design (appelé C_2) reliant les deux susceptances correspondantes,
- 3) À partir de la matrice de transfert ABCD du RTE, déduire la phase du coefficient de transmission S_{21} en fonction de la couches externe b_1 (b_2 étant relié à b_1 via l'étape précédente) puis tracer une deuxième courbe de design (que nous appellerons C_1) correspondante.
- 4) Ainsi donc, pour une phase de CU désirée la susceptance b_1 est lue sur la courbe C_1 . Ensuite, avec la susceptance b_1 , on lit la susceptance b_2 correspondante sur la courbe C_2 .

Par ailleurs, la gamme de phases de 360° réalisée par les CUs sera discrétisée avec une quantification de phase de 1, 2 ou 3 bits. Pour une quantification à 1 bit, deux états de phases sont obtenus, avec une différence de 180° (0° et 180°). La quantification à 2 bits sera composée de quatre états de phases ayant une différence de 90° (0° , 90° , 180° et 270°). La quantification à 3 bits est composée huit états de phases avec une différence de 45° (0° , 45° , 90° , 135° , 180° , 225° , 270° et 315°).

La discussion qui précède ne tient pas compte de la polarisation des ondes aux ports 1 et 2. Si on se limite à l'incidence normale, l'onde incidente peut-être décomposée en deux polarisations (disons x et y). On suppose que chaque CU pourra traiter de façon indépendante chaque polarisation et de ce fait, la CU est représentée par deux RTE indépendants, avec leurs valeurs de susceptances et de déphasages respectifs. On dira donc que la CU est bipolarisée (CUB).

3.2.1 Méthode d'analyse et dimensionnement de la cellule multicouche

3.2.1.1 Analyse du circuit à trois couches de susceptances

Une configuration symétrique des 3 couches cascadées consiste à placer deux couches externes identiques et une couche interne ($b_2 \stackrel{\text{def}}{=} b_i$) différente. L'analyse de la RTE constitué de trois susceptances en parallèle séparées entre elles par une couche d'air d'épaisseur d . La structure physique de la CUB à trois couches est illustrée à la Figure 3.3a. Lors de la simulation par éléments

finis des CUB (voir section 3.3), on supposera un réseau infini de cellules identiques répétées périodiquement le long des directions x et y , avec pas respectifs p_x et p_y . Les accès d'entrée et de sortie sont considérés comme des ports de Floquet, identifiés FP_1 et FP_2 . Le RTE qui sert de modèle circuit pour analyser la CUB est présenté à la Figure 3.3b. Les termes k_0 et Y_0 sont respectivement le nombre d'onde et l'admittance caractéristique d'une onde plane uniforme dans l'air, utilisés ici comme des propriétés des lignes de transmission dans le RTE. Cette modélisation est introduite dans la référence [122] pour la conception de polariseur circulaire et dans [121] pour la conception d'un RT à 3 couches.

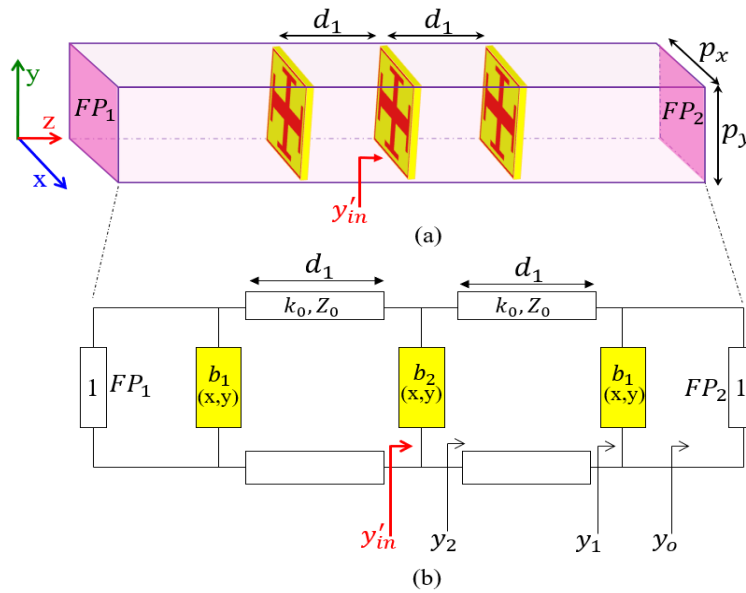


Figure 3.3 (a) CUB à 3 couches, (b) Réseau transverse équivalent (RTE)

On traite chaque polarisation séparément, et donc on associera une paire (b_1, b_2) à chaque polarisation. Ainsi, en suivant les 4 étapes de la procédure appliquée au circuit de la Figure 3.3b avec des distances entre-couches d donnée, les équations (3-1), (3-2), (3-3) et (3-4) sont obtenues pour avoir une transmission maximale $|\tau| = 1$ respectant les conditions d'adaptation.

$$y_0 = 1 \quad (3-1)$$

$$y_1 = y_0 + jb_1 \quad (3-2)$$

$$y_2 = \frac{y_1 + j \tan \theta}{1 + y_1 j \tan \theta} \quad (3-3)$$

$$b_2 = -2 \Im m (y_2) \quad (3-4)$$

Les longueurs électriques seront utilisées telles que : $\theta = k_0 d$, avec $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$. Ainsi, (3-4) établit une relation entre les b_1 et les b_2 , elle est obtenue en prenant compte la symétrie du modèle RTE à la Figure 3.3b ce qui correspond à la courbe C_2 de la section précédente. Une fois que toutes les susceptances sont connues, on peut maintenant exprimer la matrice de transfert ABCD (3-5) qui est une matrices de tensions normalisées par rapport à Z_0 de l'ensemble du RTE à partir de laquelle on dérive le coefficient de transmission S_{21} (3-8).

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = [M_{b1}][M_{TL}] [M_{b2}] [M_{TL}][M_{b1}] \quad (3-5)$$

$$[M_{bi}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j b_i & 1 \end{bmatrix}, i = 1, 2 \quad (3-6)$$

Où les matrices sont données par :

et
$$[M_{TL}] = \begin{bmatrix} \cos \theta & j \sin \theta \\ j \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

M_{bi} est la matrice correspondant à couche (i) de susceptance alors que M_{TL} est la matrice correspondant aux sections de ligne de transmission entre les couches. Le coefficient de transmission du RTE peut être obtenu des termes de la matrice ABCD ainsi :

$$S_{21} = \frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \quad (3-8)$$

Où A , B , C et D représentent les termes de la matrice $ABCD$ du système comprenant les trois couches de susceptances équivalentes et les couches d'air d'épaisseur d intercalées entre elles.

Les courbe de design découlant de ces calculs sont illustrées à la Figure 3.4 pour deux valeurs de distance électrique entre les couches.

Ainsi, un déphasage de CU désiré, on utilisera la Figure 3.4, pour déterminer les b_1 et b_2 nécessaires de cette façon :

- Connaissant la déphase désirée pour la CU, la situer sur l'axe vertical de la Figure 3.4a et lire la valeur de b_1 correspondante sur l'axe horizontal;
- Ensuite, avec cette valeur de b_1 , lire la valeur de b_2 qui assure la condition d'adaptation sur l'axe vertical de la Figure 3.4b.

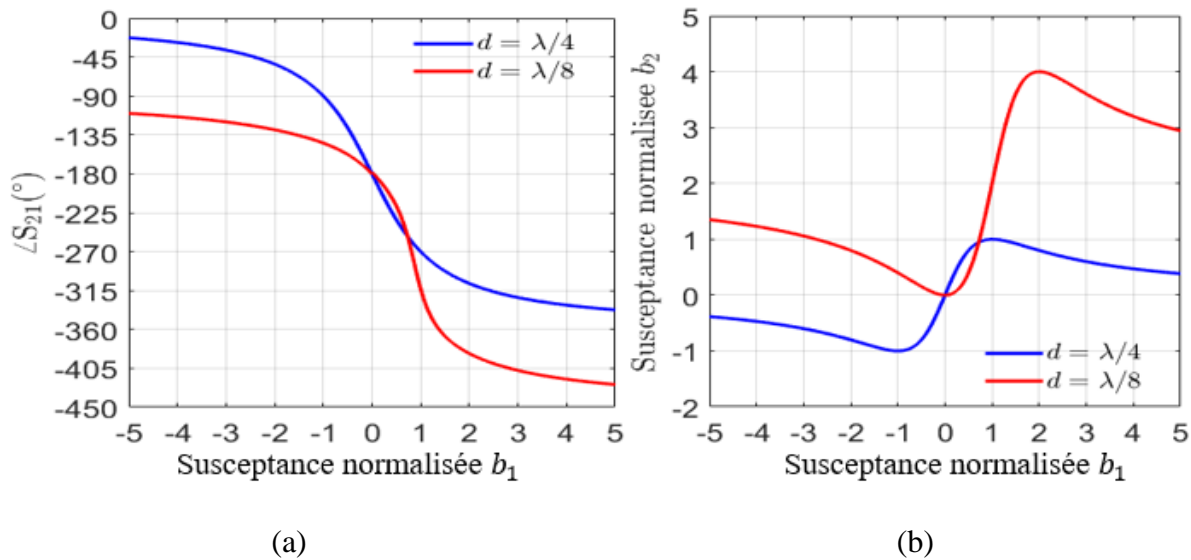


Figure 3.4 Courbes de conception pour les cellules à 3 couches pour des longueur électrique $d = \lambda/4$ et $d = \lambda/8$. (a) Courbe C_1 : phases de S_{21} (b) Courbe C_2 : conditions d'adaptation

La gamme de phases disponibles pour $d = \lambda/4$ (Figure 3.4a, courbe bleue) est de 315° quand $-5 \leq b_1 \leq 5$. Ceci conduit à avoir $-1 \leq b_2 \leq 1$ selon la Figure 3.4b. Lorsque la distance entre-couches est de $d = \lambda/8$ (courbe rouge), la gamme de phases disponibles est d'environ 318° , soit très légèrement supérieur, en variant b_1 sur le même intervalle. Dans ce cas, la condition d'adaptation impose d'avoir $0 \leq b_2 \leq 4$, indiquant que la couche du milieu aurait toujours une susceptance capacitive. Les CUs dont les phases nécessitent des susceptances très grandes sont difficiles à réaliser et conduisent à une réduction de la largeur de bande, comme expliqué dans [121]. Pour une meilleure adaptation des CUs le choix de $d = \lambda/4$ semble plus judicieux car les valeurs de b_2 sont moindres ($|b_2| \leq 1$). Si pour la même raison on se limite également à l'intervalle $[-1, 1]$ pour la valeur de b_1 , on constate sur la Figure 3.4a que la gamme de phases disponibles est

deux paramètres pour ajuster la distance entre les couches (d_1 et d_2) tout en préservant la symétrie de la cellule. Dans l'analyse du RTE, nous étudierons deux cas de séparation entre les couches. Dans le premier cas, $d_1 = \lambda/4$ et $d_2 = \lambda/8$ seront utilisées.

La configuration symétrique de la cellule multicouche permet de simplifier son étude par la méthode de la théorie des circuits pour d'abord extraire le susceptances de surface en considérant l'admittance d'entrée intermédiaire y'_{in} d'une moitié du circuit. Les équations (3-9) à (3-12) sont utilisées pour assurer une transmission maximale $|S_{21}| = 1$:

$$y_1 = y_o + jb_1 \quad (3-9)$$

$$y_2 = \frac{y_1 + j \tan \theta_1}{1 + jy_1 \tan \theta_1} \quad (3-10)$$

$$y_3 = y_2 + jb_2 \quad (3-11)$$

$$y'_{in} = \frac{y_3 + j \tan \frac{\theta_2}{2}}{1 + jy_3 \tan \frac{\theta_2}{2}} \quad (3-12)$$

Puisque le RTE est symétrique et adapté, nous avons que l'admittance au centre du segment de longueur d_2 en regardant vers la droite doit être la conjuguée complexe de celle en regardant vers la gauche. Il en découle que $y'_{in} = (y'_{in})^*$, et donc que y'_{in} est un nombre réel. En imposant que la partie imaginaire de y'_{in} soit nulle les équations (3-9) à (3-12) conduisent à la condition d'adaptation suivante :

$$\begin{aligned} b_2^2(-n - m^2n + b_1^2m^2n) + b_2(2b_1^2mn + 2b_1^2m^2 + 2 + 2m^2 - 4b_1m \\ - 2b_1n + 2b_1m^2n) + 2b_1 - 2b_1m^2 - 4b_1mn - 2b_1^2m \\ - b_1^2n + b_1^2m^2n = 0 \end{aligned} \quad (3-13)$$

Avec $m = \tan \theta_1$ et $n = \tan(\frac{\theta_2}{2})$.

Les deux solutions possibles de cette équation quadratique (3-13) en b_2 sont représentées par deux courbes C_2 (Figure 3.7b) de b_2 versus b_1 pour un séparation fixe prédéfinie $d_1 = \lambda/4$ et $d_2 = \lambda/8$ entre les couches de susceptances. À chacune de ces solutions correspond une la phase du coefficient de transmission en fonction de b_1 obtenue avec (3-8) après avoir calculé la matrice ABCD de l'ensemble du RTE. Ces courbes C_1 sont tracées à la Figure 3.7a.

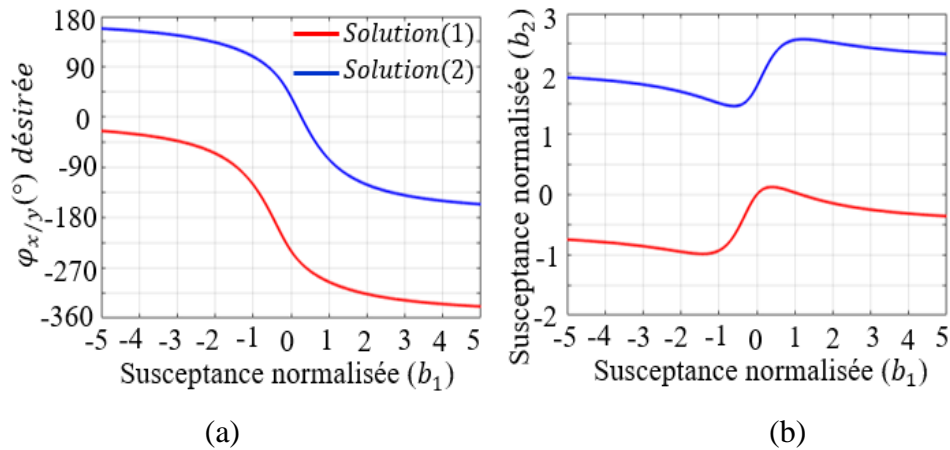


Figure 3.6 Guides de conception des cellules à 4 couches avec $d_1 = \lambda/4$ et $d_2 = \lambda/8$

(a) Phases de transmission, (b) conditions d'adaptation b_2

Le choix de l'une ou l'autre de ces solutions est fait en fonction de la largeur de bande la plus grande obtenue par chacune d'elles. Les distances entre-couches d_1 et d_2 ont été étudiées pour produire une gamme de phases d'au moins 360° , et avec des susceptances faibles afin d'augmenter la bande passante. Avec solution 1 (courbe rouge), la gamme de phase du coefficient de transmission S_{21} obtenu en fonction de la susceptance b_1 (courbe rouge) est de 318° en variant b_1 entre -5 et 5, avec $-1 \leq b_2 \leq 0.12$. Nous sélectionnerons d'ailleurs la plupart des cellules déphaseuses dans cette solution 1 puisqu'elle offre des CUs dont l'amplitude des coefficients de transmission S_{21} est meilleure comparés aux CUs obtenues avec la solution 2. Dans la solution 2 (courbe bleue), une gamme des phases S_{21} disponibles est de 320° en variant b_1 entre -5 et 5. La courbe de la Figure 3.6b montre $1.46 \leq b_2 \leq 2.56$, et indique que la couche du milieu aura une susceptance capacitive pour toutes les phases disponibles pour la solution 2. Finalement, toutes les CUs seront conçues avec les distances entre-couches de $d_1 = \lambda/4$ et $d_2 = \lambda/8$.

3.3 Synthèse des cellules élémentaires anisotropes (CEAs)

Partant des résultats obtenus à partir de l'analyse des RTE avec la théorie des circuits, nous passons maintenant à la mise en œuvre physique des couches qui réaliseront les susceptances désirées pour obtenir les déphasages requis par les réseaux transmetteurs. Chaque couche devra permettre de contrôler les susceptances de façon indépendante pour deux polarisations linéaires orthogonales de l'onde incidente. Pour cette raison nous parlerons de cellules élémentaires anisotropes, ou CEA. L'agencement de 4 de ces CEAs pour former une CUB sera discuté à la section suivante.

3.3.1 Choix des motifs métalliques

L'élément de susceptance imprimée constitue la brique élémentaire dans la conception d'un réseau transmetteur bipolarisé (RTB). L'étape de détermination de la géométrie des cellules déphaseuses bipolarisées est un défi complexe. Nous commençons notre étude en développant une CEA à une couche capable d'avoir un comportement anisotrope selon les directions x et y de la polarisation du champ E , en supposant une onde plane se propageant en direction z . La Figure 3.7a présente le modèle HFSS d'une CEA avec ses conditions frontières périodiques (CFP) maître et esclaves simulant une périodicité infinie dans les directions x et y et les ports d'excitation de Floquet (PF).

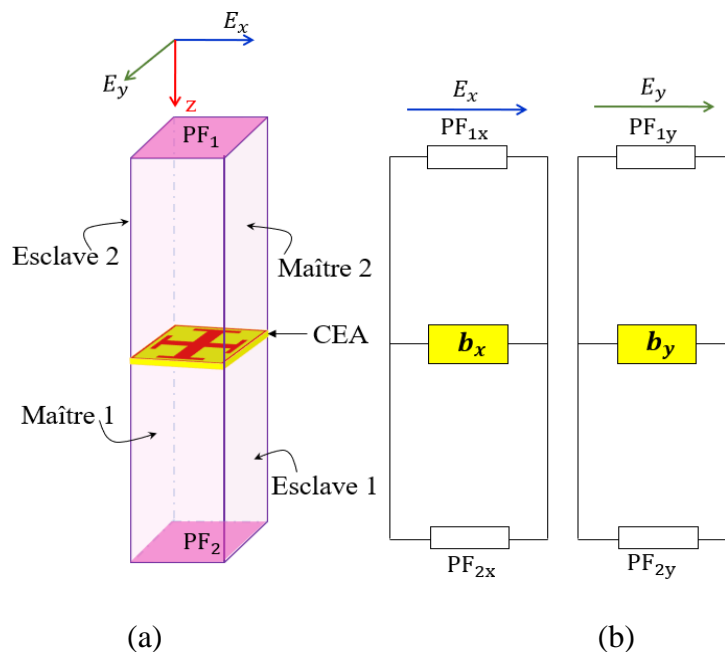


Figure 3.7 CEA, (a) modèle HFSS avec CFP maître et esclaves et les PF, (b) RTE

La CEA fait partie d'un réseau périodique infini à maille rectangulaire de dimensions $p_x = p_y = 0.2\lambda$, où λ est la longueur d'onde à la fréquence centrale d'opération. La période choisie permet d'éviter la propagation des modes d'ordre supérieurs de Floquet et l'apparition de lobes discordants. Dans l'outil de simulation par éléments finis (SEM) de Ansys- HFSS, les deux PF sont configurés pour exciter une onde dont le champ électrique possède une composante dans la direction x (PF_{ix}) et une autre avec le champ électrique dans la direction y (PF_{iy}). Pour les calculs de paramètres S de la structure, les ports ont été mathématiquement décalés jusqu'à la surface de la CEA. L'indice i est le numéro de port 1 ou 2. La Figure 3.7b correspond RTE. Il faut préciser que la notion d'anisotropie dénote ici simplement la possibilité d'avoir des valeurs de susceptances différentes ($b_x \neq b_y$) par rapport aux deux directions de polarisation. En supposant que la conductance en parallèle est nulle, ces susceptances sont obtenues à partir du coefficient de réflexion au port d'entrée (port 1) telle que :

$$b = \Im m \left(\frac{1 - S_{11}}{1 + S_{11}} \right) \quad (3-14)$$

Avec l'outil de SEM HFSS, les deux composantes de susceptances orthogonales b_x et b_y sont obtenues à partir de la partie imaginaire du coefficient de réflexion normalisée (3-15) des modes 1 et 2 du port de Floquet 1.1. Ainsi:

$$b_{x/y} = \Im m \left(\frac{1 - S_{11}^{\frac{x}{y}}}{1 + S_{11}^{\frac{x}{y}}} \right) \quad (3-15)$$

L'admittance interne normalisée à l'entrée du modèle électrique s'écrit (3-16):

$$y_{in} = 1 + jb_{x/y} \quad (3-16)$$

Dans la littérature dédiée aux surfaces sélectives en fréquence (FSS), aux réseaux réflecteurs (Reflectarrays) et aussi des réseaux transmetteurs plusieurs motifs sont proposés. La gamme la plus utilisée est celle proposé par [120]. Par ailleurs, une CEA, bien connue dans la littérature est le motif en ligne de méandre qui présente un comportement anisotrope mais ce il possède deux inconvénients pour notre projet : d'abord, elle est limitée en termes de plage de susceptances permises, ensuite, elle s'est avérée non adaptée au contrôle indépendant des composantes de

susceptances dans les deux polarisations orthogonales, comme nous souhaitons pour notre application. En effet, les critères recherchés dans le développement des CEAs :

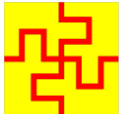
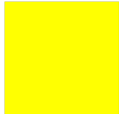
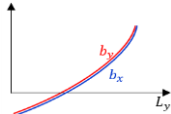


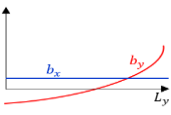


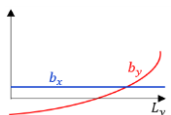
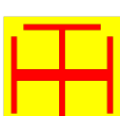
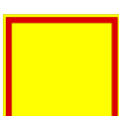
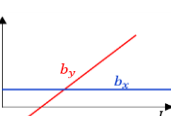


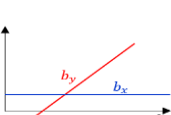

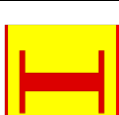
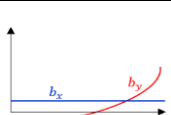

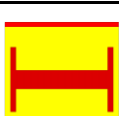
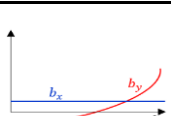
- (1) Les *motifs élémentaires proposés* présentent tous une vertu *d'anisotropie étendue*. C'est-à-dire que pour une polarisation donnée, la gamme de susceptances disponibles s'étend des susceptances inductives ou jusqu'aux capacitives en variant un ou plusieurs paramètres physiques du motif. Les CEAs proposés offrent une liberté de choix du comportement souhaité (inductif ou capacitif) dans chaque direction x ou y. Contrairement aux motifs anisotropes en croix de Jérusalem qui a un comportement capacitif dans les deux polarisations orthogonales ou encore en la ligne de méandre [122-124] qui présente elle, a un comportement capacitif dans une polarisation et un comportement inductif dans la polarisation orthogonale.
- (2) La *plage de susceptances désirées* : C'est un aspect fondamental dans la conception d'un réseau transmetteur. La plage de susceptances *étendue* (des inductives ou jusqu'aux capacitives) disponible devrait permettre de réaliser l'ensemble des phases de 0 à 360° en empilant au moins 4 couches susceptances de surfaces. Ceci nous permettra d'assurer la similarité géométrique entre les cellules voisines sur tout le RT afin de respecter au mieux l'hypothèse de Floquet pour la modélisation des cellules unitaires périodiques qui sont supposées être au centre d'un réseau périodique infini de cellule toutes identiques. Ce qui réduit les erreurs de phase éventuelles en garantissant une meilleure prédiction des performances des CEAs.
- (3) *L'anisotropie* indique la possibilité de la CEA de se comporter différemment selon les directions perpendiculaires x et y. La cellule assure un contrôle indépendant des susceptances de surface b_x et b_y dans les deux direction x et y.
- (4) *Le niveau discrimination (4) par polarisations croisées* (ou en anglais XPD : cross-polarisation discrimination,), correspond au niveau de découplage des polarisations orthogonales. Pour évaluer la pureté de polarisation, on peut utiliser le paramètre de discrimination de polarisation croisée XPD :

$$XPD = 20 \log \left(\frac{\|E_{co}\|}{\|E_{cross}\|} \right) \quad (3-17)$$

Dans le SEM HFSS, le XPD est obtenu directement en traçant le coefficient de transmission $S_{21}^{x/y}$ entre le PF1 et PF2 pour les polarisations x et y. Un XPD de 20dB ou plus pour une CUB multicouche a été considéré acceptable dans cette thèse.

- (5) L'allure des courbes de b_x et b_y (5) en fonction d'un paramètre géométrique de la cellule, permet de valider le critère (3).
- L'orthogonalité décrit la possibilité de varier les susceptances b_y désirées (2) en gardant b_x constante en ajustant un paramètre géométrique, e.g. L_y .

Tableau 3.1 Récapitulatif des CEAs développées

(1)		(2)	(3)	(4)	(5)	
Cellules anisotropes (CEAs)		$b_{min} \leq b_{x/y} \leq b_{max}$	$b_x \perp b_y$ (MOS)	XPD (dB)	Allures b_x vs b_y	
#	Vue de dessus					Vue de dessous
#1			$-3 \leq b_{x/y} \leq 1$	Non	~ -10	
#2			$-1.8 \leq b_{x/y} \leq 7$	Oui	-75	
#3			$-2.5 \leq b_{x/y} \leq 8$	Oui	-72	
#4			$-10 \leq b_{x/y} \leq 15$	Oui	-68	
#5			$-8 \leq b_{x/y} \leq 5$	Oui	-68	
#6			$-3 \leq b_{x/y} \leq 6$	Oui	-75	
#7			$-1.5 \leq b_{x/y} \leq 10$	Oui	-70	

Nous allons étudier les différentes cellules élémentaires proposées dans le Tableau 3.1 afin d'analyser les performances de bipolarisation d'une part et d'autre part la possibilité d'atteindre la plage de susceptances requise de chacune d'elles. Nous utiliserons à cette fin le logiciel de simulation EM HFSS. On considèrera dans cette étude, les deux modes spéculaires de Floquet (modes fondamentaux) TE00 et TM00 qui correspondent à une excitation par onde plane autour de la fréquence de conception de 20GHz. Un processus de « de-embedding » est réalisé pour supprimer la distance de propagation entre les ports 1 et 2 et la surface de la CEA. Cette distance de propagation est choisie égale à $\lambda/4$ ou au moins égale à la plus grande dimension de la cellule élémentaire afin d'éviter l'apparition de modes d'ordres supérieurs qui doivent être atténués avant d'atteindre la CEA.

Pour satisfaire ces critères, l'ensemble des motifs métalliques développés dans le Tableau 3.1, combinent un comportement capacitif et inductif dans la même direction afin de satisfaire les critères (1) et (2). Par ailleurs, une cellule élémentaire anisotrope bien connue dans la littérature comme le motif en ligne méandre [121-124] et [132] ne figure pas dans ce tableau. En effet, ce motif élémentaire souffre de l'absence de symétrie de rotation entre les axes x et y, impliquant que les axes lent et rapide de ce motif restent fixes et non réversibles c'est-à-dire l'interchangeabilité des axes lent et rapide et des composantes b_x et b_y sans rotation du motif. Nous avons ainsi étudié ce motif en ligne méandre CEA#1, afin de satisfaire le critère (1) et (2), mais les susceptances b_x et b_y restent dépendantes et parallèles. Ce qui signifie les courbes des b_x et b_y ne seront pas orthogonales (3) les unes par rapport aux autres et qu'une variation de b_x induira une variation de b_y . Cette CEA est généralement utilisée dans les applications qui requièrent des plages de contrôle de phases réduites comme les polariseurs circulaires [122] et [123] où des différences de phase 90° entre les polarisations orthogonales sont désirées.

Les CEAs#2 à #7 satisfont l'ensemble des 5 critères détaillés précédemment et regroupés dans les colonnes (1) à (5) du Tableau 3.1, c'est-à-dire une anisotropie étendue (1) de la plage (2) de susceptance $-b \leq b_{x/y} \leq +b$, avec des susceptances b_x et b_y orthogonales et un niveau de XPD satisfaisant. Afin de sélectionner la CEA optimale, nous avons analysé la sensibilité à l'incidence oblique pour les CEAs#2 à #7. Les CEAs#4 à #7 nécessitent deux couches de métallisation. Le substrat est du DiClad 880 de 5 mils d'épaisseur dans tous les cas. Afin de choisir la meilleure cellule parmi les CEA#2 à #7, nous avons examiné la sensibilité de la réponse en phase des CUBs

constitués de ces CEAs aux variations de l'angle d'incidence. Pour ces simulations, le vecteur d'onde de l'onde incidente est dans un des plans principaux, soit xz ou yz .

La Figure 3.8, ci-dessous montre l'erreur de phase $\Delta\varphi$ des CUBs à quatre couches obtenues à partir des CEAs #2 à #7, on constate que $\Delta\varphi$ augmente au fur et à mesure que θ_{inc} augmente pour chacune d'elles mais avec des proportions très différentes. Ainsi, les CEAs 2 et 3 (CEAs simple face) sont moins sensibles à l'incidence oblique que les CEAs 4 et 7 (CEAs double faces). Finalement la CEA#2 sera utilisée pour la suite de notre projet.

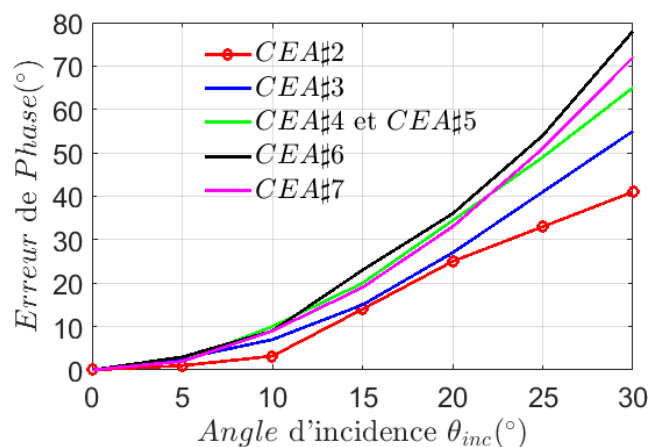


Figure 3.8 Étude de la sensibilité de la réponse en phase des CUBs réalisés avec les divers CEAs en fonction de l'angle d'incidence

3.3.2 Étude détaillée de la cellule élémentaire anisotrope

L'étude paramétrique consistera à déterminer les paramètres de la CEA#2. Le motif consiste en une croix-Jérusalem entourée d'un cadre carré. L'ensemble des cadres de cellules adjacentes formant une grille, nous avons donc nommé cette cellule « croix de Jérusalem en grille » ou CJG. En supposant une propagation des ondes planes associées aux modes fondamentaux de Floquet dans le plan xz , b_x est obtenue avec le mode TM, i.e. lorsque le champ électrique possède une composante dans la direction x , et b_y est obtenue avec le mode TE, lorsque le champ électrique possède une composante dans la direction y . Dans l'étude qui suit, l'élément devra permettre une variation de la susceptance des valeurs inductives jusqu'aux valeurs capacitives dans les deux polarisations. Se basant sur les résultats de la Figure 3.6, la plage de susceptances recherchée est

$-1.306 \leq b_{x/y} \leq 2.8$ pour chaque type d'élément proposé afin de pouvoir produire la plage de phase de 0 à 360° dans les deux directions x et y dans la configuration multicouche utilisée.

3.3.2.1 La cellule élémentaire anisotrope : Croix-Jérusalem en grille inductive

Le motif CJG (Figure 3.9) permet de réaliser des CUBs larges bandes pour le RTB à double faisceaux bipolarisés. L'approche décrite comme la transformation d'un circuit passe-bas (Figure 3.9b) en une structure passe-bande (Figure 3.9c) par l'ajout un circuit passe-haut (Figure 3.9a) est très bien connu dans la théorie des circuits [133-135] où la méthode est détaillée. Ce motif élémentaire a été introduit dans la littérature des dispositifs optiques ou quasi-optiques comme [129] et peut être défini comme une combinaison de deux éléments proposés par B.A Munk dans [120] dans l'objectif de combiner plusieurs éléments non résonants afin d'obtenir une résonance multiple, élargissant ainsi la largeur de bande de l'élément final.

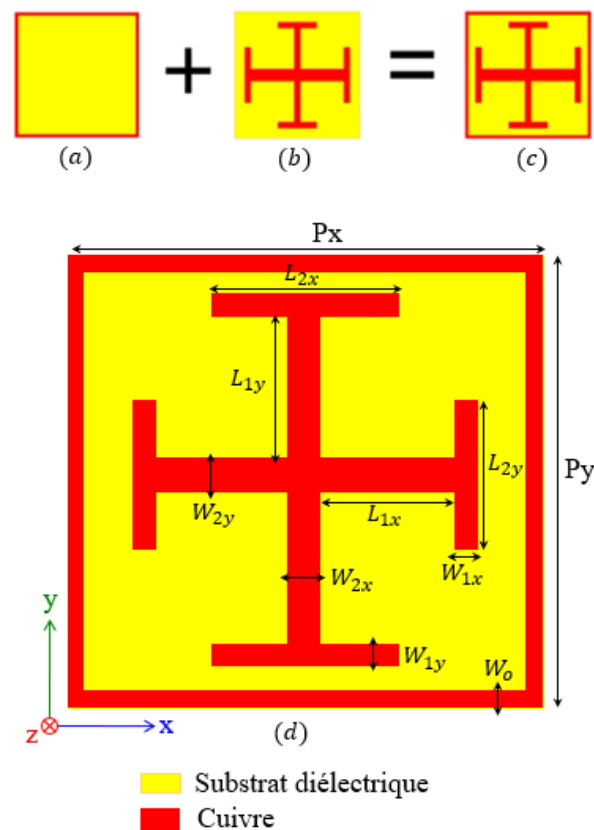


Figure 3.9 CEA proposée, (a) Boucle Carrée (BC), (b) Croix-Jérusalem (JC), (c) Croix-Jérusalem en grille (CJG), (d) Vue agrandie de (c)

Dans la Figure 3.9, la boucle carrée (Figure 3.9a) est une grille inductive non résonante à la fréquence de simulation qui est combinée à une grille capacitive (Figure 3.9b) non résonante JC pour réaliser le motif Croix-Jérusalem en grille (CJG) de la Figure 3.9c qui est circuit résonant. Les dimensions physiques du motif CJG sont choisies de manière à pouvoir satisfaire l'ensemble des cinq critères cités dans le paragraphe précédent. La Figure 3.8d présente une vue zoomée du CEA à la Figure 3.9c. Ce comportement est similaire pour les deux polarisations orthogonales puisque la cellule a une symétrie de rotation de 90° . La Figure 3.10 montre les courbes de réponse en fréquence des coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} de chacun des motifs (Figure 3.9a, Figure 3.9b et Figure 3.9c) dans la bande de fréquence de 10 GHz à 30 GHz. À partir de ces paramètres de dispersion S_{21} , on peut noter le comportement passe-bas de la JC, passe-haut de la BC et passe-bande de la CJG qui présente un S_{21} maximum à la fréquence de conception, confirmant ainsi l'analogie avec la théorie des circuits décrite précédemment. Les paramètres géométriques présentés dans la Figure 3.7 sont étudiés dans l'objectif de contrôler les susceptances b_x et b_y indépendamment dans les directions respectives x et y.

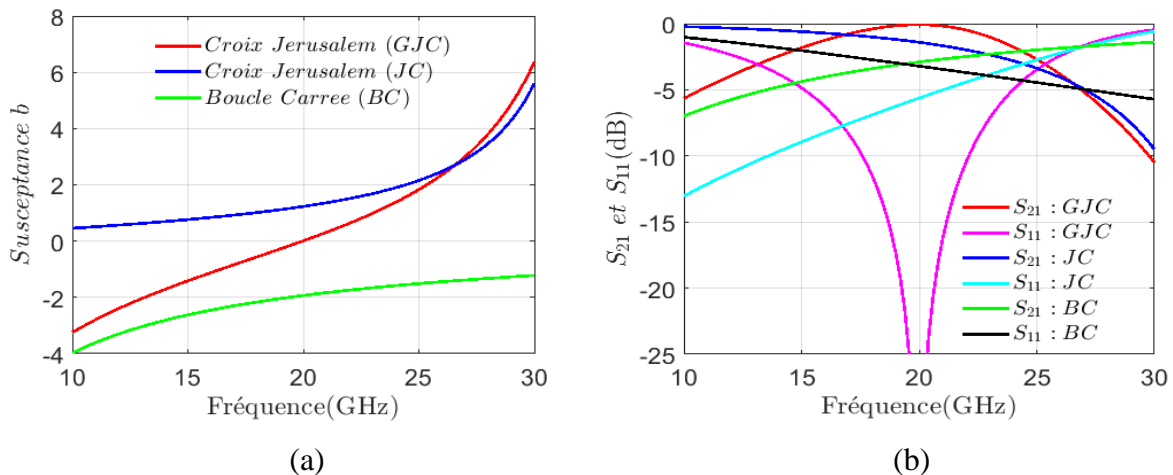


Figure 3.10 Courbes de réponse en fréquence, (a) susceptances des motifs CJG, JC et BC, (b) coefficient de transmission S_{21} (dB) et de réflexion S_{11} (dB)

La Figure 3.10a montre les courbes de susceptances normalisées b , des motifs de la Figure 3.9., en fonction de la fréquence illustrant le comportement inductif de la boucle carrée, capacitif de la croix de Jérusalem f sur une grande plage de fréquence allant de 10 GHz à 30 GHz. La CJG présente

les deux comportements, ainsi qu'une résonance où la susceptance est nulle. Les résultats de la simulation avec HFSS, utilisent les dimensions physiques du Tableau 3.2.

Tableau 3.2 Dimensions des paramètres du motif CJG

Paramètres	Valeur (mm)	Paramètres	Valeur (mm)
$L_{1x} = L_{1y}$	1.1684	$W_{1x} = W_{1y}$	0.1524
$L_{2x} = L_{2y}$	2.0828	$W_{2x} = W_{2y}$	0.1524
W_o	0.0762		

Tableau 3.3 Couples de paramètres permettant d'obtenir un comportement anisotrope de la CJG

Couples de paramètres de la CJG		
x	y	Gamme de susceptances
L_{1x}	L_{1y}	$-2 \leq b_{x/y} \leq 3$
L_{2x}	L_{2y}	$-1.8 \leq b_{x/y} \leq 7$
W_{1y}	W_{1y}	$-1.8 \leq b_{x/y} \leq 4$

L'étude paramétrique du motif en CJG a permis de trouver des couples de dimensions dans les directions x et y qui permettent d'obtenir une CEA anisotrope pour la gamme de susceptances souhaitées (Tableau 3.3). Cette cellule anisotrope en CJG hybride corrige les carences individuelles de chacun des précédents motifs (a) et (b) en termes de plages de susceptances désirée puisqu'elle permet de sélectionner des valeurs susceptances inductives et capacitives dans les deux directions x et y de manière indépendante.

Le Tableau 3.3 montre la plage de susceptances orthogonales obtenues de $-2 \leq b_{x/y} \leq 3$ en variant les dimensions L_{1x} et L_{1y} (Figure 3.11). Ensuite, la plage de susceptances orthogonales de $-1.8 \leq b_{x/y} \leq 6$ est obtenue en variant les dimensions L_{2x} et L_{2y} (Figure 3.14).

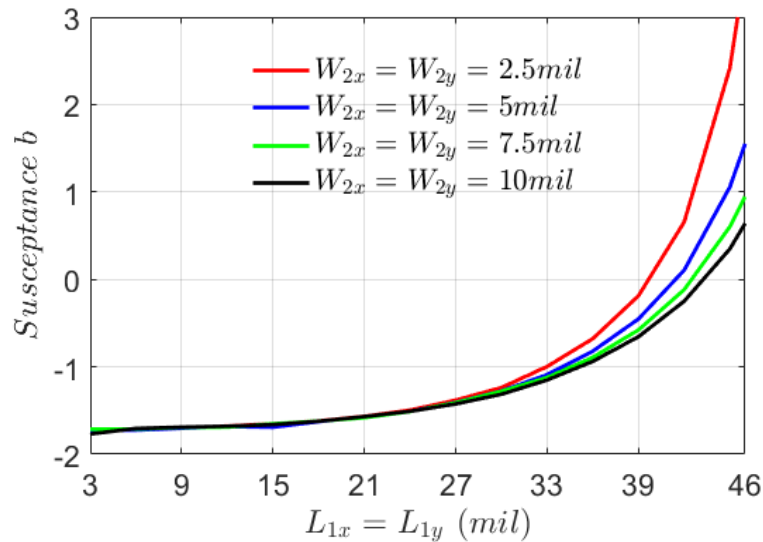


Figure 3.11 Courbes de susceptances $b_{x/y}$ vs $L_{1x/y}$ pour différentes valeurs de W_{2x} et W_{2y}

Enfin, la plage de susceptances orthogonales de $-1.7 \leq b_{x/y} \leq 6$ est obtenues en variant les dimensions L_{2x} et L_{2y} . La pente des courbes de susceptances $b_{x/y}$ en fonction de L_1 , L_2 et W_1 peut être contrôlée avec les paramètres $W_{2x/y}$ ou W_o dans les deux cas souvent au détriment de la plage de susceptances souhaitées. Chacun des trois couples de paramètres présentés dans le Tableau 3.3 ci-dessus satisfait aux critères de sélection recherchés, à savoir l'anisotropie, l'orthogonalité des composantes de susceptances b_x et b_y ainsi que la plage de susceptances désirée. Concernant les résultats de l'étude paramétrique obtenus aux Figure 3.11 et Figure 3.12, les dimensions qui ne sont pas variés et qui ne sont pas indiquées dans les figures sont optimisées et constantes.

Dans la suite de notre conception, nous choisirons le couple de paramètres L_{2x} et L_{2y} comme seules variables de contrôle de la susceptance car il prend aussi en compte les contraintes pratiques de fabrication et les autres dimensions du motif CJG sont bien sûr optimisés et fixes.

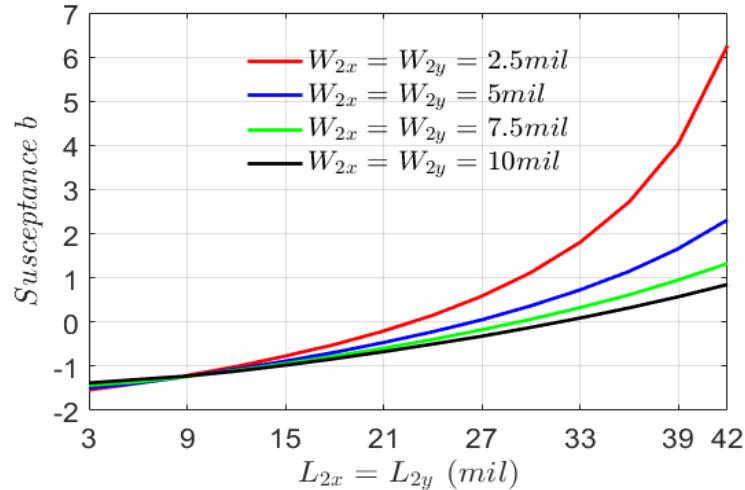


Figure 3.12 Courbes de susceptances b_{xy} vs $L_{2x/y}$ avec $2.5 \leq W_{2x} = W_{2y} \leq 10$ mil

3.3.2.2 Analyse du modèle circuit équivalent

Pour une polarisation donnée, le RTE du motif métallique de l'élément CJG (Figure 3.13a) proposé est composé d'une branche de composants L_1 et C_1 en série, branché en parallèle sur une ligne de transmission représentant le milieu de propagation, comme illustré à la Figure 3.13b. Une deuxième branche inductive en parallèle (L_2) représente la comportement du cadre métallique.

Ce RTE prend en compte de manière explicite et intuitive les interactions du couplage électromagnétique entre différentes parties de l'élément CJG. Évidemment, la même forme de RTE se répète pour les polarisations x et y. Dans la Figure 3.13 et en considérant une direction d'incidence dans le plan xz, E^{TE} est le champ électrique incident parallèle à la direction y et E^{TM} est le champ électrique incident contenant une composante x.

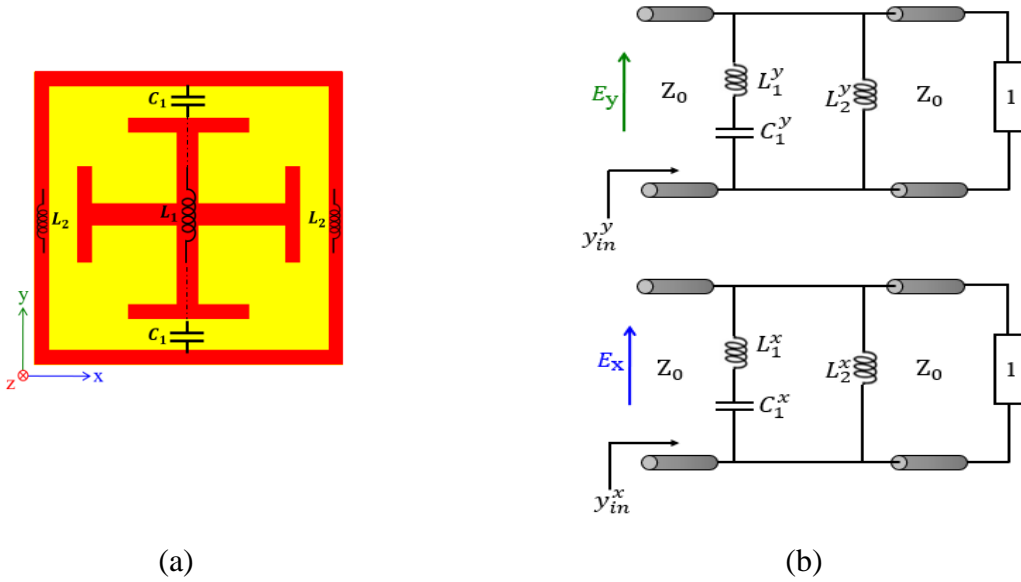


Figure 3.13 Croix-Jérusalem en grille (a) CJG, (b) Modèle RTE

L'analyse du RTE de la Figure 3.13b permet de dériver l'admittance interne y_{in} du circuit à une seule couche de l'élément en CJG. On obtient donc pour chaque polarisation, l'admittance interne y_{in} (3-18) :

$$y_{in} = \frac{1 - \omega^2 C(L_1 + L_2)}{jL_2 \omega (1 - \omega^2 L_1 C)} \quad (3-18)$$

L'étude des zéros et des pôles de l'admittance interne y_{in} (3.18) dérivée du circuit résonant, montre l'existence d'une résonance parallèle et d'une résonance série (3.19) et (3.20). On peut déduire les fréquences de résonance parallèle (3-19) :

$$y_{in} = 0 \Rightarrow \omega_p^2 = \frac{1}{C(L_1 + L_2)} \quad (3-19)$$

et série (3-20):

$$y_{in} \rightarrow \infty \Rightarrow \begin{cases} \omega_s = 0 \\ \omega_s^2 = \frac{1}{L_1 C} \end{cases} \quad (3-20)$$

L'ajout de la résonance parallèle au modèle de la croix de Jérusalem permet de synthétiser des susceptances positives et négatives de faibles valeurs autour de la fréquence d'opération de 20 GHz, en faisant varier les dimensions des éléments. Ceci nous permettra de créer des déphasages de 0 à 360° avec la CUBs à 4 couches, comme nous allons voir dans la section 3.4.

3.3.2.3 Étude de la modulation orthogonale de susceptances de surfaces

L'anisotropie de l'élément proposé est étudiée à travers les cartes de susceptances à la Figure 3.14. Les paramètres L_{2x} et L_{2y} du motif en CJG sont variés dans la plage de 3 mil à 42 mil tandis que les autres dimensions sont optimalement fixées pour atteindre les plages de susceptances requises d'une part mais aussi pour prendre en compte la limite minimale autorisée par les contraintes de fabrication. À la Figure 3.14a, on réalise une variation des susceptances b_x en fonction de (L_{2x} et L_{2y}) alors qu'à la Figure 3.14b c'est b_y vs (L_{2x} et L_{2y}). On note que la valeur de b_y varie en fonction de L_{2x} mais reste constante lorsque L_{2y} varie. À l'inverse, dans la Figure 3.14b la valeur de b_x varie en fonction de L_{2y} et reste constante lorsque L_{2x} varie.

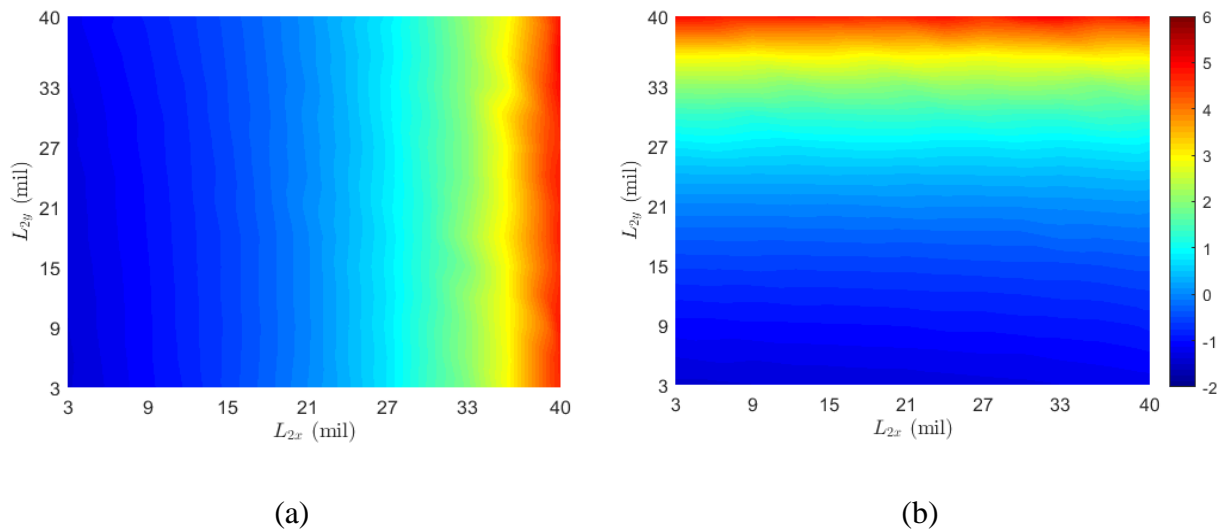


Figure 3.14 Cartes 3D des susceptances. (a) : b_y vs L_{2x} et L_{2y} , et (b) : b_x vs L_{2x} et L_{2y} en fonction de L_{2y} et L_{2x} respectivement

Dans les deux directions x et y, on observe que la plage de susceptances de $-1.8 \leq b_{x/y} \leq 6$ est obtenue. Les graphes de susceptances de la Figure 3.14 peuvent être combinés pour obtenir une cartographie de lignes de contours comme montrées à la Figure 3.15 où les lignes de contours pour les b_x et b_y sont superposés afin d'illustrer leur orthogonalité en fonction de la variation des paramètres L_{2y} et L_{2x} pour une excitation du PF le long de l'axe x et y respectivement.

L'avantage de cette représentation est qu'elle permet la sélection simultanée des b_x et b_y puisque que ces dernières ont été simulées en même temps dans HFSS afin de prendre en compte le couplage EM des deux polarisations orthogonales.

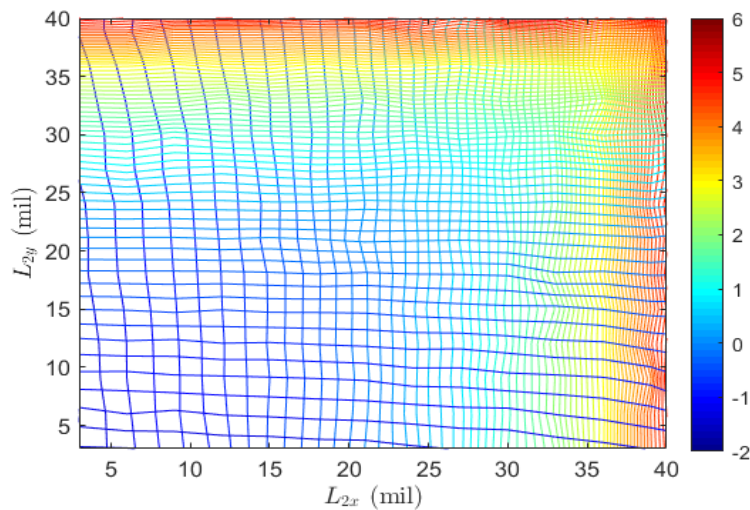


Figure 3.15 Contours des susceptances b_x et b_y en fonction de L_{2y} et L_{2x}

3.3.2.4 Étude de la sensibilité de la cellule élémentaire à la direction d'incidence

Dans l'analyse qui suit, nous considérerons maintenant un cas général d'incidence oblique donné par $0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$ dans le plan $\varphi = 0^\circ$ à la fréquence d'opération de 20 GHz comme présenté dans la Figure 3.16 ci-dessous. La Figure 3.17 présente la sensibilité des susceptances b_x et b_y pour différents angles d'incidence oblique dans les polarisations TM et TE.

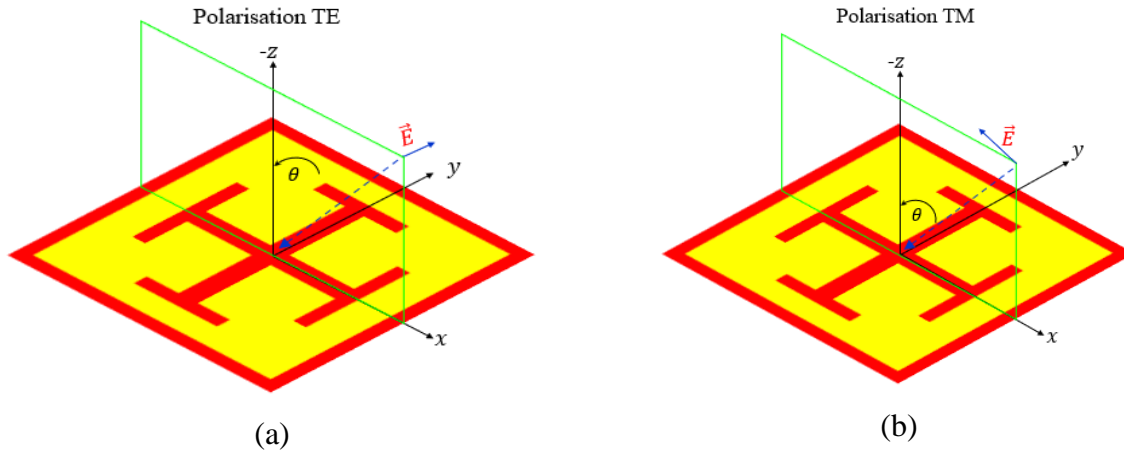


Figure 3.16 CEA sous incidence oblique avec le plan d'incidence $\varphi = 0^\circ$: (a) polarisation TE, (b) polarisation TM

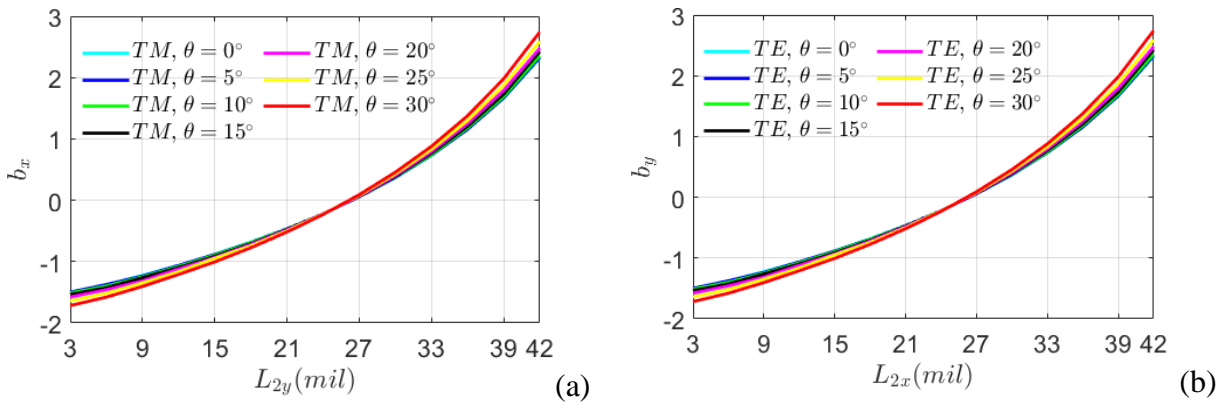


Figure 3.17 Sensibilité des susceptances b_x et b_y en fonction de L_{2x} et L_{2y} respectivement pour $0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$ en polarisations TE et TM

Dans les autres plans, des couplages entre les modes sont possibles à la surface du motif. Des décompositions des modes sont requises pour extraire les susceptances propres et mutuelles entre les modes TE et TM. Ces cas plus complexes ont été omis de l'analyse pour fin de simplification. On peut remarquer que sur la Figure 3.17a et Figure 3.17b, pour $\theta \geq 15^\circ$, l'erreur maximale de susceptance Δb qui est la différence entre la susceptance désirée que nous appellerons b_o c'est dire pour $\theta = 0^\circ$ et susceptance en incidence oblique que nous appellerons b_i est environ de $\Delta b = 0.3$.

Cela indique les plages de susceptances sensibles à l'angle d'incidence ainsi que les dimensions correspondantes pour les paramètres L_{2x} ou L_{2y} .

3.4 Performances simulées des cellules unitaires bipolarisées à quatre couches

3.4.1 Choix du substrat diélectrique

Le substrat diélectrique est l'un des facteurs qui vont affecter les performances de la CUB par sa permittivité diélectrique et sa la tangente de pertes. L'épaisseur du substrat diélectrique exercera également une influence sur la fréquence de résonance de la CUB.

Tableau 3.4 Propriétés de substrats diélectriques minces analysées

Substrat	Épaisseur (mil)	Propriétés			
		ϵ_r @ xx GHz		Facteur pertes $\tan\delta$ @ xx GHz	
		Nominal	Mesuré	Nominal	Mesuré
Diclad 880	5	2,2 @ 10	2,2 @ 10	0,0009 @ 10	0,0009 @ 20
Duroid RT 5880	5	2,2 @ 10	2,2 @ 10	0,0009 @ 10	0,0009 @ 20
RO3003	5	3,0 @ 10	3 @ 40	0,001 @ 10	0,001 @ 20
Pyralux AP 8545R	4	3,4 @ 1	3,25 @ 19	0,002 @ 1	0,0044 @ 20

La sélection de substrat diélectrique constitue une étape essentielle pour la conception de CUBs. Nous recherchons un diélectrique avec de faibles pertes, mince et flexible qui permettra d'enrouler et déployer le réseau transmetteur. La plupart des fabricants de substrats diélectriques ne fournissent que des propriétés diélectriques à des fréquences nominales qui ne couvrent malheureusement pas toujours la bande passante d'intérêt (18 à 22 GHz). Le

Tableau 3.4 montre les substrats diélectriques sélectionnés pour cette étude comparative où les trois

Substrat	Épaisseur (mil)	Propriétés			
		ϵ_r @ xx GHz		Facteur pertes $\tan\delta$ @ xx GHz	
		Nominal	Mesuré	Nominal	Mesuré
Diclad 880	5	2,2 @ 10	2,2 @ 10	0,0009 @ 10	0,0009 @ 20
Duroid RT 5880	5	2,2 @ 10	2,2 @ 10	0,0009 @ 10	0,0009 @ 20
RO3003	5	3,0 @ 10	3 @ 40	0,001 @ 10	0,001 @ 20
Pyralux AP 8545R	4	3,4 @ 1	3,25 @ 19	0,002 @ 1	0,0044 @ 20

premiers sont fabriqués par la société Rogers corporation et le quatrième est fourni par la société Dupont. Les quatre substrats diélectriques ont d'abord été caractérisés expérimentalement avec une cavité ouverte résonante (modèle 600T, fournie par la compagnie Damaskos) qui utilise deux miroirs confocaux pour déterminer les pertes diélectriques ainsi que la permittivité relative ϵ_r . Suite à ces mesures, nous avons décidé de poursuivre la synthèse des CUB en se basant sur le substrat Diclad 880.

Par ailleurs, il est démontré dans [125], [127] et [129] qu'une cellule élémentaire constituée d'une seule couche ne permet pas de réaliser une compensation complète de la plage de phase de 360° nécessaire pour la conception du RTB. Ainsi, une conception de cellules unitaires multicouches dans laquelle les couches sont séparées par un espace d'air est nécessaire pour augmenter la gamme de phase de transmission de la CUB. Aussi, nous considérons la structure quatre couches de substrats diélectriques pour analyser la réponse en fréquence du coefficient de transmission (S_{21}) de chacun d'eux sur une bande de fréquence de 10 à 30 GHz.

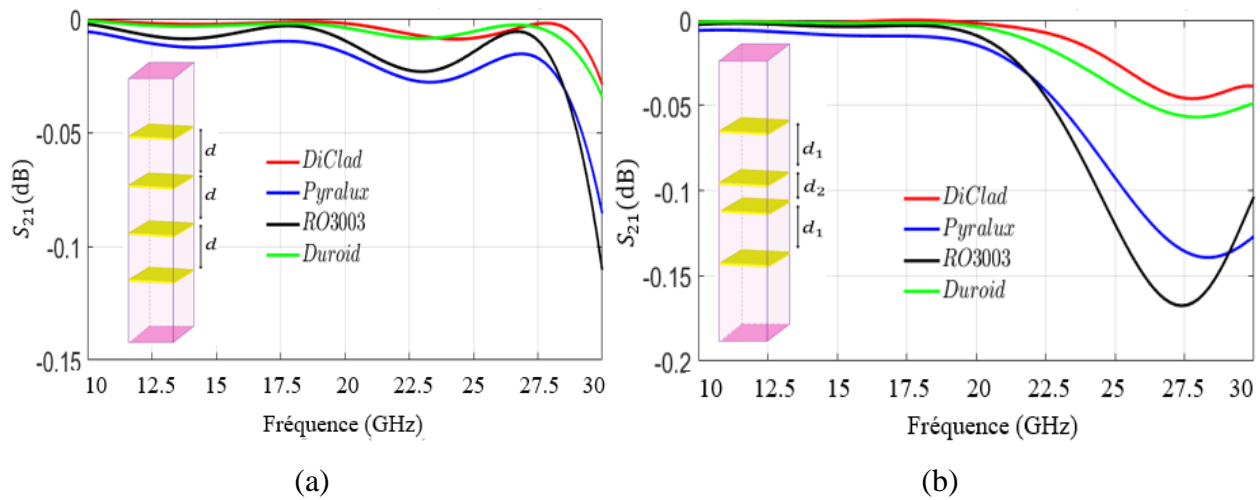


Figure 3.18 Analyse comparative des substrats diélectriques 4 couches, (a) Séparation entre-couche d , (b) Séparation entre-couche de d_1 et d_2

Ces cellules unitaires multicouches sont simulées avec l'outil HFSS en considérant des conditions frontières périodiques (maître et esclaves) et les ports d'excitation de Floquet dont le théorème suppose que la CEA fait partie d'un réseau périodique infini à maille rectangulaire de dimensions p_x et p_y . Deux configurations quatre couches de diélectriques ont donc été analysées. Dans la première (Figure 3.18a), une séparation équidistante $d = 4\text{mm}$ entre les différentes couches est utilisée. Cette configuration conventionnelle est très employée dans la littérature [125], [127-128] pour conception des réseaux transmetteurs. La seconde configuration (Figure 3.18b) multicouche étudiée dans [129-130] est réalisée avec une séparation entre les couches $d_1 = 4\text{mm}$ et $d_2 = 2\text{mm}$ correspondant respectivement à $\lambda/4$ et $\lambda/8$ à la fréquence de conception de 20 GHz. Cette configuration présente l'avantage de réduire la longueur totale en profil comparée à la structure conventionnelle, ce qui améliorerait la performance des cellules déphaseuses en incidence oblique). La Figure 3.19 présente la réponse en fréquence du coefficient de transmission (S_{21}) pour quatre configurations combinant les séparations entre les couches d_1 et d_2 utilisant le diélectrique choisi (DiClad 880 Le DiClad880 et le Duroid RT 5880 sont ceux qui possèdent une meilleure adaptation et une stabilité de sa réponse en fréquence dans la bande d'intérêt de 18 à 22 GHz parmi les substrats étudiés. Finalement, au terme de cette évaluation comparative, le choix est porté sur le substrat flexible DiClad 880 de $\epsilon_r = 2,2$ et d'épaisseur $h = 5\text{mils}$. Bien que cette étude ait été réalisée sur des substrats diélectriques nus, sans conducteur (cuivre), nous avons sélectionné celui qui présente

une réponse en fréquence la plus stable avec la perte d'insertion très faible (sans pertes).

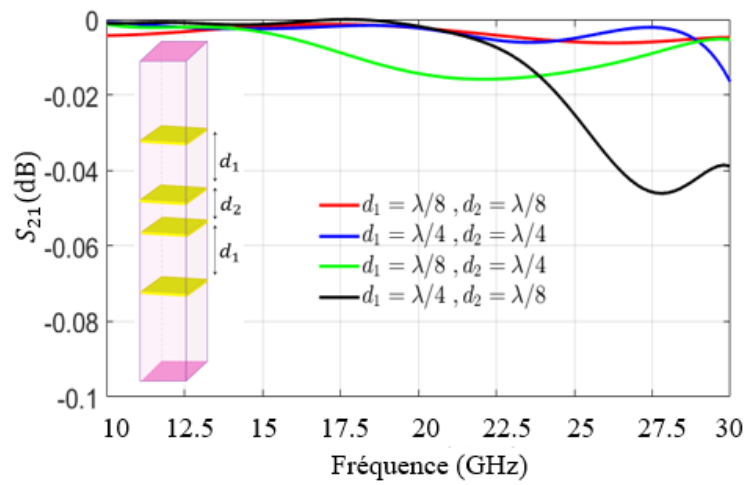


Figure 3.19 Analyse comparative de 4 couches de DiClad880 avec quatre différentes configurations de séparation entre-couche de d_1 et d_2

3.4.2 Analyse de la modulation orthogonale de phase (MOP) à 20 GHz

Le modèle de simulation général est celui de la Figure 3.20a, qui montre la cellule déphaseuse bipolarisée que nous caractériserons en réflexion et en transmission. Une quantification de phases à 3 bits est adoptée, conduisant ainsi à 8 états discrets dans chaque polarisation. La MOP combinant les déphasages des deux polarisations orthogonales impliquera au total 64 cellules déphaseuses. La performance de la MOS étudiée et le niveau de XPD de la CUB sélectionnée permettent de réduire la complexité de l'analyse EM à effectuer avec le simulateur HFSS. Ainsi, la phase dans la direction x (φ_x) sera constante alors que la phase dans la direction y (φ_y) est variée de 0° à 315° par pas de 45° selon la quantification 3 bits. (Note : Pour simplifier l'écriture on utilisera la notation suivante dans les pages suivantes : $\varphi_x \stackrel{\text{def}}{=} \arg(S_{21,x})$ et $\varphi_y \stackrel{\text{def}}{=} \arg(S_{21,y})$. Pour les phases φ_x et φ_y désirées, les CUBs (Figure 3.6) sont conçues en sélectionnant les susceptances b_{1x} et b_{2x} dans la direction x , puis b_{1y} , et b_{2y} dans la direction y à partir des lignes de contours de la Figure 3.19. On prend ainsi en compte le couplage électromagnétique entre les (b_{1x} et b_{1y}) et (b_{2x} et b_{2y}) sur la même couche.

Tableau 3.5 Susceptances b nécessaires pour concevoir les 8 CUBs à 20 GHz

CUB	φ_x, φ_y	Susceptances pour les couches CEA			
		b_{1x}	b_{1y}	b_{2x}	b_{2y}
C ₁	0, 0	0.27	0.27	2. 14	2. 14
C ₂	0, 45	0.27	-0.07	2. 14	1.71
C ₃	0, 90	0.27	-0.64	2. 14	1.46
C ₄	0, 135	0.27	0.137	2. 14	-0.12
C ₅	0, 180	0.27	-0.48	2. 14	-0.55
C ₆	0, 225	0.27	-0.85	2. 14	-0.87
C ₇	0, 270	0.27	-1.41	2. 14	-0.98
C ₈	0, 315	0.27	0.64	2. 14	2.46

Les 8 déphaseuses des 64 CUBs simulées dans HFSS sont représentées dans le Tableau 3.5 avec les valeurs de b_1 et b_2 requises pour les φ_x et φ_y désirées dans les polarisations x et y respectivement. On considérera une quantification de phase à 3 bits. Les résultats de SEM HFSS des 8 CUBs identifiées dans le Tableau 3.5 est présentée dans la Figure 3.20 à la fréquence de conception de 20 GHz. Dans cette figure ci-dessous, les phases désirées (analytique avec Matlab) et simulées pour les 8 cellules déphaseuses bipolarisées identifiées dans le Tableau 3.5, où la valeur désirée de S_{21x} ne varie et est constante à 0. Par ailleurs, comme on suppose un découplage entre les polarisations les susceptances de ces 8 états de phase de CUBs peuvent être permutées pour obtenir les susceptances des 56 autres CUBs. Par exemple, la CUB désirée C₇ ($0_x, 270_y$) dans le Tableau 3.5, simulée avec HFSS avec les susceptances b_{1x} et b_{1y} et b_{2x} et b_{2y} à la fréquence de 20 GHz, les dimensions physiques correspondantes à ces L_{2x} et L_{2y} sont obtenues à la Figure 3.21. Comme on peut observer sur la Figure 3.20, les phases de transmission simulée sont en bon accord avec les phases désirées. Cette Figure démontre qu'il est possible de varier la phase de la polarisation y en conservant une erreur de phase d'au plus 7° sur la phase de la polarisation x. Toutefois, une erreur maximale sur φ_y est notable pour certaines CUBs. Pour des déphasages de 270° et 315°, l'erreur varie entre 10° et 15°. Les meilleures CUBs sont celles situées au milieu (135°, 180° et 225°) où l'erreur de phase est inférieure à 10°.

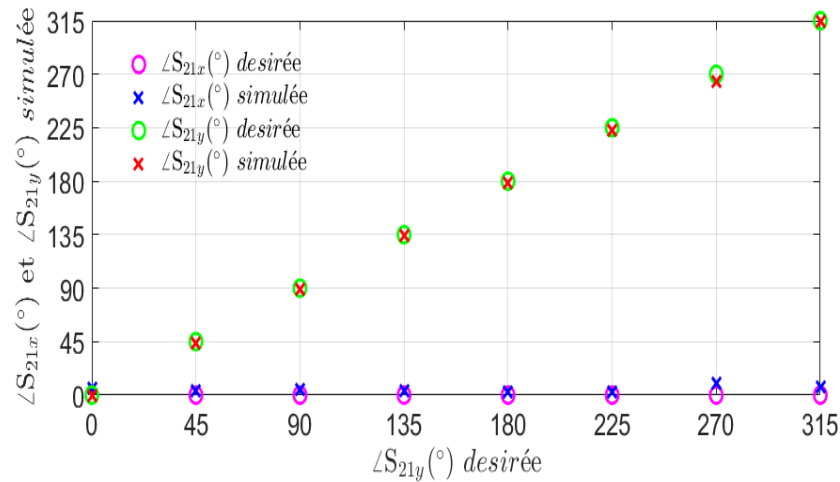


Figure 3.20 Phases désirées et simulée pour les 8 CUBs, $S_{21x}=0$

On peut étendre ces résultats à une constellation des 64 phases nécessaires pour la quantification à 3 bits. La Figure 3.21, démontre bien que la MOP avec 64 CUBs est réalisable. Dans cette figure, les marqueurs circulaires représentent les déphasages désirées (couleur bleue) et tandis que les marqueurs en croix (couleur rouge) représentent les déphasages obtenus par simulation avec HFSS. Dans l'ensemble, les phases simulées sont en accord avec les phases désirées. Les cellules centrées au tour 135° , 180° et 225° dans la direction x et y étant les meilleures, présentent des erreurs de phases de $\pm 5^\circ$. On note que celles-ci sont obtenues avec des susceptances qui satisfont à la condition d'adaptation [121-124] pour laquelle $|b| \leq 1$. La meilleure CUB est $(180_x 180_y)$, suivent ensuite les CUBs $(135_x 135_y)$ et $(225_x 225_y)$. La CUB proposée répond donc à l'exigence d'orthogonalité des phases de transmission qui sont modulées et contrôlées indépendamment selon les polarisations perpendiculaires. Ce qui notre objectif. Certains désaccords sont observés pour les cellules situées vers les limites de la carte de constellation des phases, spécialement pour les cellules déphaseuses ayant une des phases 270° , 315° et 0° pour lesquelles les erreurs de phase peuvent atteindre $\pm 10^\circ$. Ces CUBs loin du centre de la grille de constellation des phases sont celles dont au moins une ses susceptances b_1 et/ou b_2 est soit très capacitive ou très inductives, c'est-à-dire au moins $|b| > 1.5$, dont les conséquences seront observées lors de l'analyse de leur réponse en fréquence observés dans la section suivante.

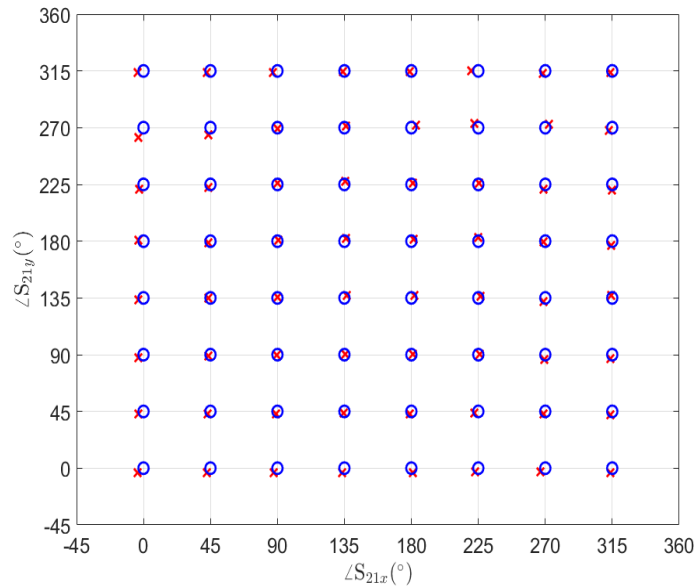


Figure 3.21 Constellation MOP64 désirées (cercle en bleue) et simulées (croix en rouge)

3.4.3 Réponses en fréquence des cellules unitaires

Nous allons évaluer comportement des cellules déphaseuses, en analysant leurs réponses en fréquence sur l'ensemble de la bande désirée de 18 à 22 GHz. La réponse en fréquence simulée (amplitude et phase) du coefficient de transmission S_{21} de chaque CUB du Tableau 3.6, est représentée à la Figure 3.22 où seule la phase de transmission polarisée en y (S_{21y}) varie alors que la phase de S_{21x} est fixée à 0° . Le but est de simuler des CUBs en analysant les effets de l'anisotropies sur la polarisation croisée (illustrée dans Figure 3.22b) quand les phases en x et celle en y sont très différentes (par exemple $C_8(0x315y)$). La perte d'insertion maximale, la bande passante à -1 dB et -3 dB ainsi que la plage de phase disponible sont des aspects à observer pour cette analyse.

Selon les amplitudes du coefficient de transmission simulées et montrées à la Figure 3.22a, toutes les CUBs sont adaptées à la fréquence de conception de $f_0 = 20$ GHz puisque la perte d'insertion la plus élevée est 0.86 dB pour la CUB C_8 . La méthode des lignes de transmission et la théorie des circuits utilisées pour maximiser l'amplitude du coefficient de transmission S_{21} fonctionne bien effectivement.

Tableau 3.6 Bande passante (BP) et fréquence centrale f_c de chaque CUB simulée

CUB	φ_x, φ_y (°)	S_{21y} (dB)	BW (%)		f_c (GHz)	CUB	φ_x, φ_y (°)	S_{21y} (dB)	BW (%)		f_c (GHz)
			1dB	3dB					1dB	3dB	
C_1	0,0	-0.84	10.5	18.25	18.82	C_5	0,180	-0.36	26.2	32.3	20.76
C_2	0,45	-0.76	11.5	20	19.75	C_6	0,225	-0.32	33	52	23.33
C_3	0,90	-0.62	17.9	24.35	18.53	C_7	0,270	-0.76	53.8	60.25	24.17
C_4	0,135	-0.42	21.45	29.85	19.48	C_8	0,315	-0.86	11	28.75	17.62

Par ailleurs, comme montré dans le les CUBs ont une largeur de bande à -1 dB d'au moins 11.5%, et une largeur de bande, à -3 dB d'au moins 18.2%. Les CUBs (C_1 , C_2 , C_3 , et C_8) utilisant des susceptances $b_{1/2} > 1.5$ (capacitives) ont leur fréquence centrale f_c décalée à gauche de la fréquence de conception de f_o et se comporte comme des filtres passe-bandes centrées aux basses fréquences. Aussi, les CUBs C_1 , C_2 , et C_8 (Figure 3.22a) ont leur fréquence de coupure proche de la fréquence de conception de f_o résultant en une distorsion de phase (Figure 3.22b).

Tandis que les CUBs C_3 , C_4 , C_5 et C_6 réalisées avec des susceptances inductives $|b_{1/2}| \leq 1.5$ ont leur fréquences centrales f_c décalées à droites de la fréquence f_o et ont comportement de filtres passe-bandes centrées aux hautes fréquences. La CUB C_5 possède des $|b_{1/2}| < 1$, et a la réponse en fréquence en transmission la plus centrée (avec $f_c = 20.73$ GHz) par rapport à f_o . Une simulation EM avec HFSS, sur une largeur de bande de 14 à 33 GHz a permis de compléter le Tableau 3.6. Le parallélisme et la linéarité des courbes de phases en fonction de la fréquence peut être observé à la Figure 3.21. Ces résultats confirment les performances large bande des CUBs proposées.

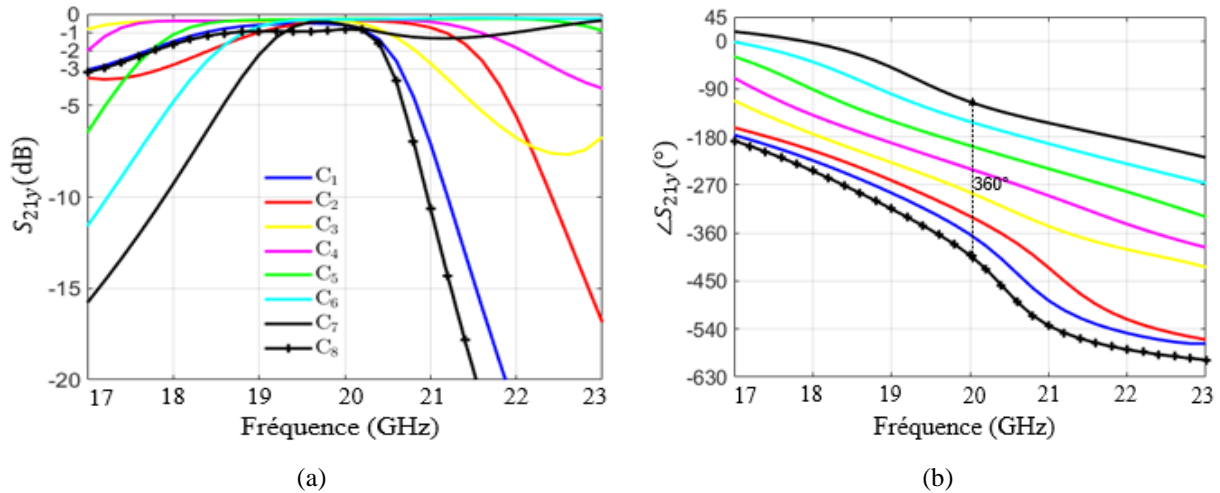


Figure 3.22 Amplitudes (a) et phases (b) de transmission (S_{21y}) de 8 CUBs Simulées

L'amplitude des coefficients de S_{21} (dB) indiquent les pertes d'insertion de chacune des 8 CUBs. Les CUBs étudiées présentent des largeurs de bande pour pertes d'insertion de 1 dB et 3 dB similaires, voire meilleures comparativement à celles de la littérature récente. En effet, des largeurs de bande à 3 dB de 18% dans [136] permettent de couvrir 360° , en utilisation de 4 états de phase différents. Aussi des largeurs de bande à 1 dB de 24.27% pour une gamme de phases plus petite que 360° ont été démontrées dans [137], ou dans [138] avec une largeur de bande de 13% pour une gamme de 270° . En éliminant C_8 , l'état de phase limitant de la librairie de CUBs conçues, il serait alors possible d'obtenir des largeurs de bande à 1 dB et 3 dB de 11.6% et 19.2% respectivement pour une gamme de 320° . Dans la littérature des RT double polarisation et double bande est la plus répandue, les auteurs y démontrent des largeurs de bande à 1 dB de 19.8% à 29.1 GHz et de 12% à 19.5 GHz [139] ou dans la référence [140] où le RTB fonctionnant entre 8 et 12 GHz est présenté, avec des largeurs de bande à 3-dB entre 18 et 20%. La référence [141] montre des résultats à 19.5 et 29 GHz, avec des largeurs de bande à 1-dB d'environ 8.7% autour de 19.5 GHz. Le Tableau 3.7 ci-dessous indique le regroupement des CUBs pour les 3 types de quantification (1-bit, 2-bit et 3-bit) de phase réalisables avec les CUBs conçues et les largeurs de bande disponibles à 1 dB et 3 dB sont de 15.1% et 18.2% respectivement dans la bande fréquences désirées de 18 à 22 GHz. Ce qui est bien acceptable et comparable aux travaux ci-dessus cités, bien que notre RTB sera à double polarisation en bande unique.

Dans l'étude théorique on a vu que certaines phases de CUBs peuvent être obtenues dans les solutions de l'équation quadratique (3-13) et dont les courbes sont tracées à la Figure 3.6.

La solution ayant la réponse en fréquence de S_{21} en transmission de plus large bande passante et la réponse en phase parallèle et la plus lisse sera préférée afin d'améliorer la bande passante globale du RTB. Le bilan de puissance dissipée $PD = 1 - (|S_{21}|^2 - |S_{11}|^2)$ par chaque cellule est tracé en fonction de la fréquence dans la Figure 3.23a où la perte de dissipation moyenne P_o des 8 CUBs est inférieure 12% sur la bande de fréquence 18-22 GHz. La diffusion des ondes vers polarisation croisée ne contribue pas aux pertes car on considère un réseau infini de cellules identiques symétriques comme illustrée par la Figure 3.23b.

Tableau 3.7 Performances de bande passante selon la quantification des CUBs du RTB

Quantification	Regroupement des CUBs								BW (%)	
									1dB	3dB
1-Bit		C_2				C_6			11.5	18.2
2-Bit	C_1		C_3		C_5		C_7		6.5	14
3-Bit	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6	C_7	C_8	5	10

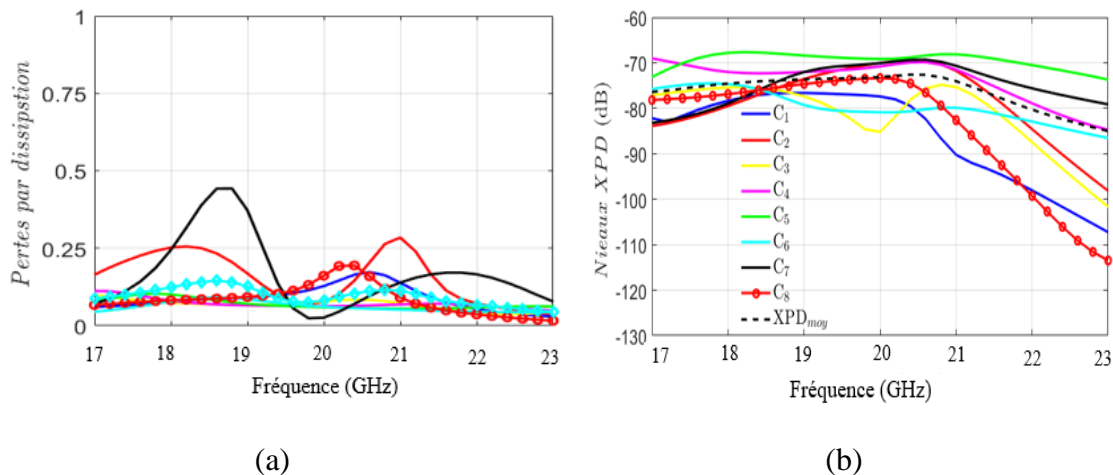


Figure 3.23 8 CUBs (a) Puissance dissipée (PD), en absolu (b) XPD (dB)

Le niveau très faible de la valeur du XPD simulée indique un découplage entre les deux polarisations orthogonales. Ce qui est requis pour notre projet. Par ailleurs, une variation rapide de la courbe de susceptances en fonction des paramètres pourrait être néfaste de manière pratique puisque cela sous-entendrait que la cellule serait sensible aux erreurs de fabrication des circuits

imprimés. Ainsi, si pour une valeur de la susceptance donnée une erreur de fabrication est prise en compte cela impliquerait une variation de la susceptance donc de la phase et l'amplitude du S_{21} de la CUBs. On sélectionnera les dimensions du motif élémentaire final en prenant aussi en compte ces contraintes de fabrication, ceci pour réduire l'erreur maximale de phase produite par chaque CUB. En effet, les contraintes de fabrication au centre de recherche Poly-Grames limitent la faisabilité de cette technique car les largeurs minimales de lignes imprimées et gaps entre deux lignes sont de 6mils (environ 150 microns). Par conséquent, certains circuits imprimés (PCBs) des seront fabriqués dans une compagnie externe à Polytechnique où ces spécifications de fabrication sont de 3 mils.

3.4.4 Étude de la cellule unitaire en incidence oblique

À ce stade les CUBs ont été analysées avec des ports de Floquet en supposant des ondes planes à incidence normale, c'est-à-dire que seuls les modes de Floquets TE_{00} et TM_{00} . En pratique la source primaire d'illumination du RTB est une antenne cornet qui émet des ondes sphériques non uniformes dont l'angle d'incidence va donc varier selon la position spatiale de la CUB sur le RTB. Une approximation possible est une approche d'optique géométrique basé sur les tracés de rayons, i.e. on suppose que localement, en chaque point du RTB, l'onde sphérique peut être approximée par un front d'onde plan arrivant à incidence oblique (Figure 3.24). On pourrait donc faire l'analyse du RTB en calculant des déphasages de chaque CUBs qui tiendraient compte d'une onde plane se propageant dans la direction desdits rayons. La direction d'incidence peut être définie se référant à la Figure 3.24 qui illustre les angles θ et φ .

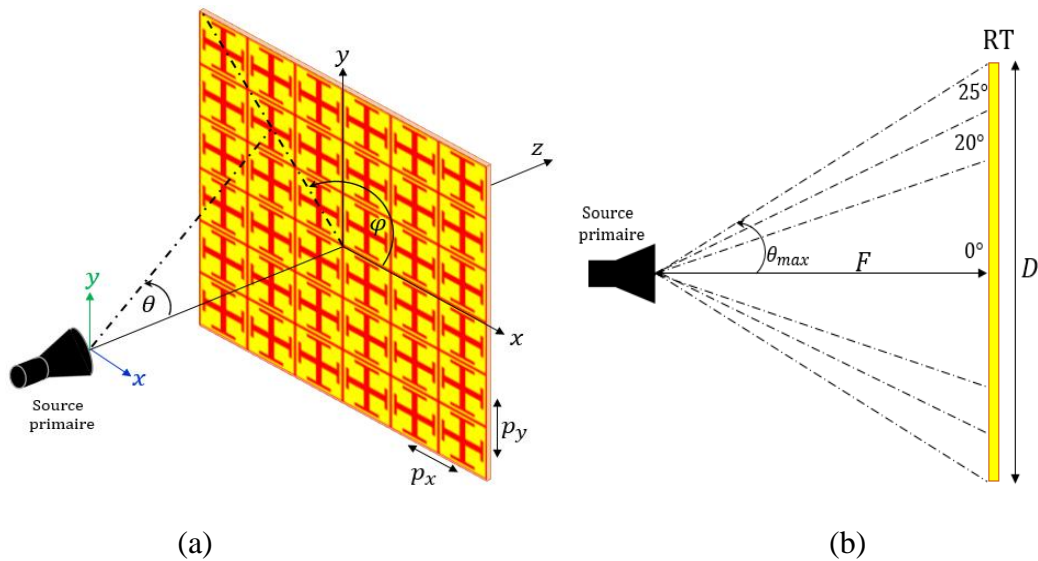


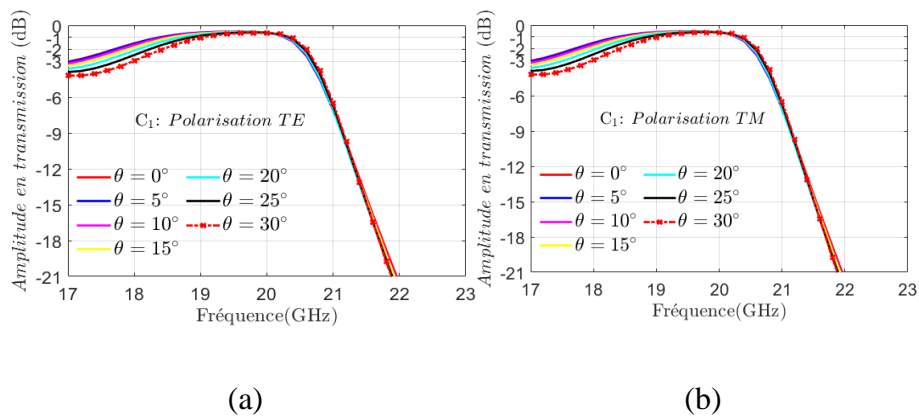
Figure 3.24 Système d'antenne à RTB (a) 3D et (b) 2D avec des angles d'incidence

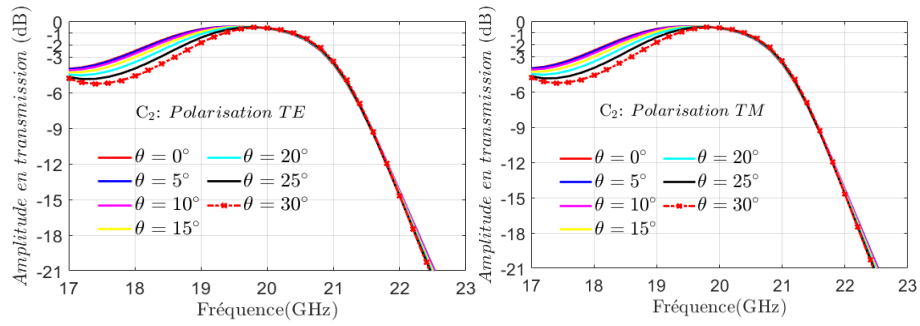
L'angle θ est formé entre la direction d'un rayon provenant de la source primaire (antenne cornet) et l'axe z (normal à la surface du RTB). L'angle φ est l'angle entre le plan xz et le plan qui est tangentiel au rayon incident et à l'axe z . L'angle θ devient plus grand près des bords (extrémités) du RTB et si le cornet est placé proche de la surface du RTB, c'est-à-dire dans le cas de petits rapports entre la distance focale (F) et la taille de RTB (D). Les CUBs proches des bords souffriront des effets d'angle d'incidence. Les phases en transmission générées par les CUBs dépendent des susceptances choisies pour les réaliser mais aussi, de l'angle d'incidence et de la polarisation. Par conséquent, l'angle d'incidence devrait être pris en compte dans le développement des CUBs situées proches des bords du RTB puisqu'on a vu que les susceptances sont sensibles à l'incidence oblique (Figure 3.21). La sensibilité des 8 CUBs de la section précédente aux incidences obliques est discutée à travers une simulation pleine-onde dans HFSS à la Figure 3.25. Les effets d'incidences obliques de la source primaire sur la réponse en fréquence de la transmission des différents CUBs peuvent être analysée en considérant un général d'incidence donnée par $0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$ et en limitant à $\varphi = 0^\circ$ par simplification, puisque la CUB a une symétrie de rotation, on peut dire que les résultats seront semblables à $\varphi = 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$. Cependant, pour les autres valeurs de φ c'est beaucoup plus compliqué, entre autres parce que la polarisation du champ incident provenant du cornet n'est pas pure et varie en fonction de θ et φ . Dans ce cas, une décomposition du champ incident en composantes TE et TM pour déterminer le S_{21} pour chaque composante pour

les valeurs de θ et φ locales puis reconstruire le champ transmis en recombinaison des champs TE et TM. La Figure 3.25 présente les performances des amplitudes en transmission des 8 CUBs pour $0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$, dans le cas de la polarisation TE.

Les performances des 8 CUBs en polarisation TM sont obtenues pour par $0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$ et $\varphi = 0^\circ$. Selon ces résultats, on peut noter que les CUBs ayant une susceptance capacitive $b \geq 1.5$ ont moins de sensibilité aux angles d'incidence oblique par rapport aux CUBs ayant des $-2 \leq b \leq 1.5$. Ainsi l'erreur de phase $\Delta\varphi$ maximale des CUBs C_1, C_2, C_3 et C_8 est inférieure à 15° à la fréquence de simulation, alors qu'elle est supérieure à 35° pour CUBs C_4, C_5, C_6 et C_7 qui atteint une différence de 45° entre la phase désirée et la phase simulée. Ainsi, C_7 qui utilise la susceptance inductive la plus grande ($b = -1.41$, voir Tableau 3.5) est beaucoup plus détérioré que les autres en amplitude et en phase. On peut dire à partir de ces courbes que les CUBs à susceptances capacitatives sont moins sensibles à une incidence oblique que les celles à susceptances inductives.

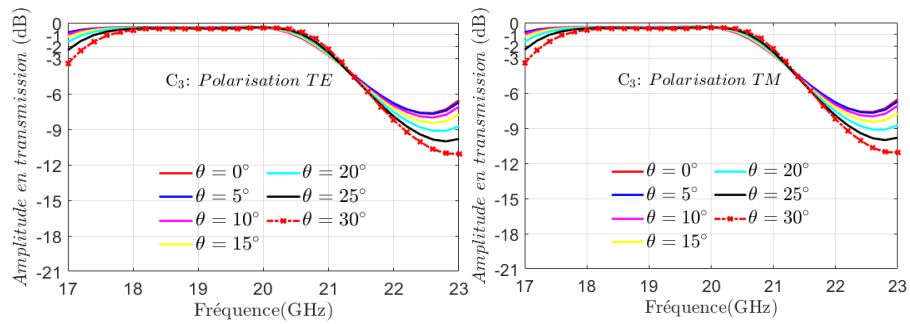
Les Figure 3.26, montre l'effet de l'incidence oblique sur la phase de transmission des CUBs. On note qu'une optimisation en phase de ces CUBs sera importante afin de prendre en compte l'effet de l'angle d'incidence oblique jusqu'à 26.5° puisque $\theta_{max} \leq 30^\circ$ pour notre RTB. Toutefois les performances de ces CUBs en incidence oblique sont comparables à celles présentées dans [2].





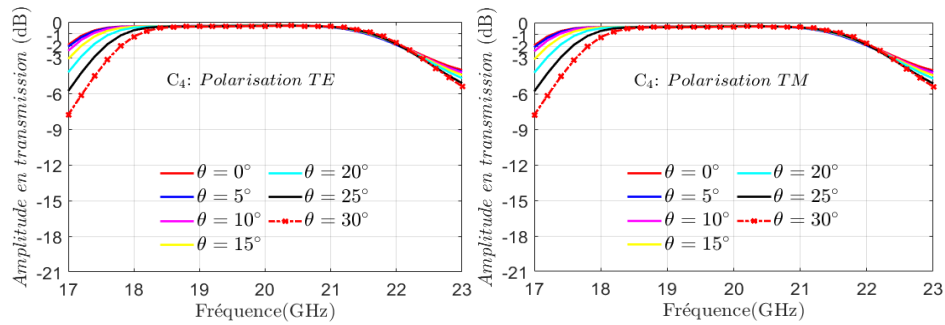
(c)

(d)



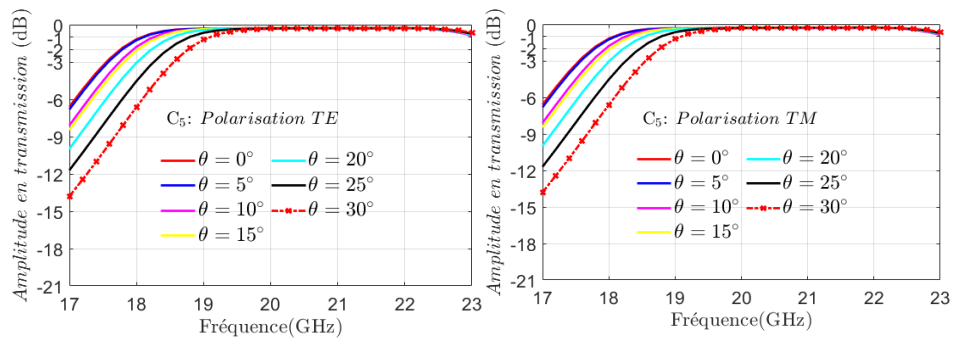
(e)

(f)



(g)

(h)



(i)

(j)

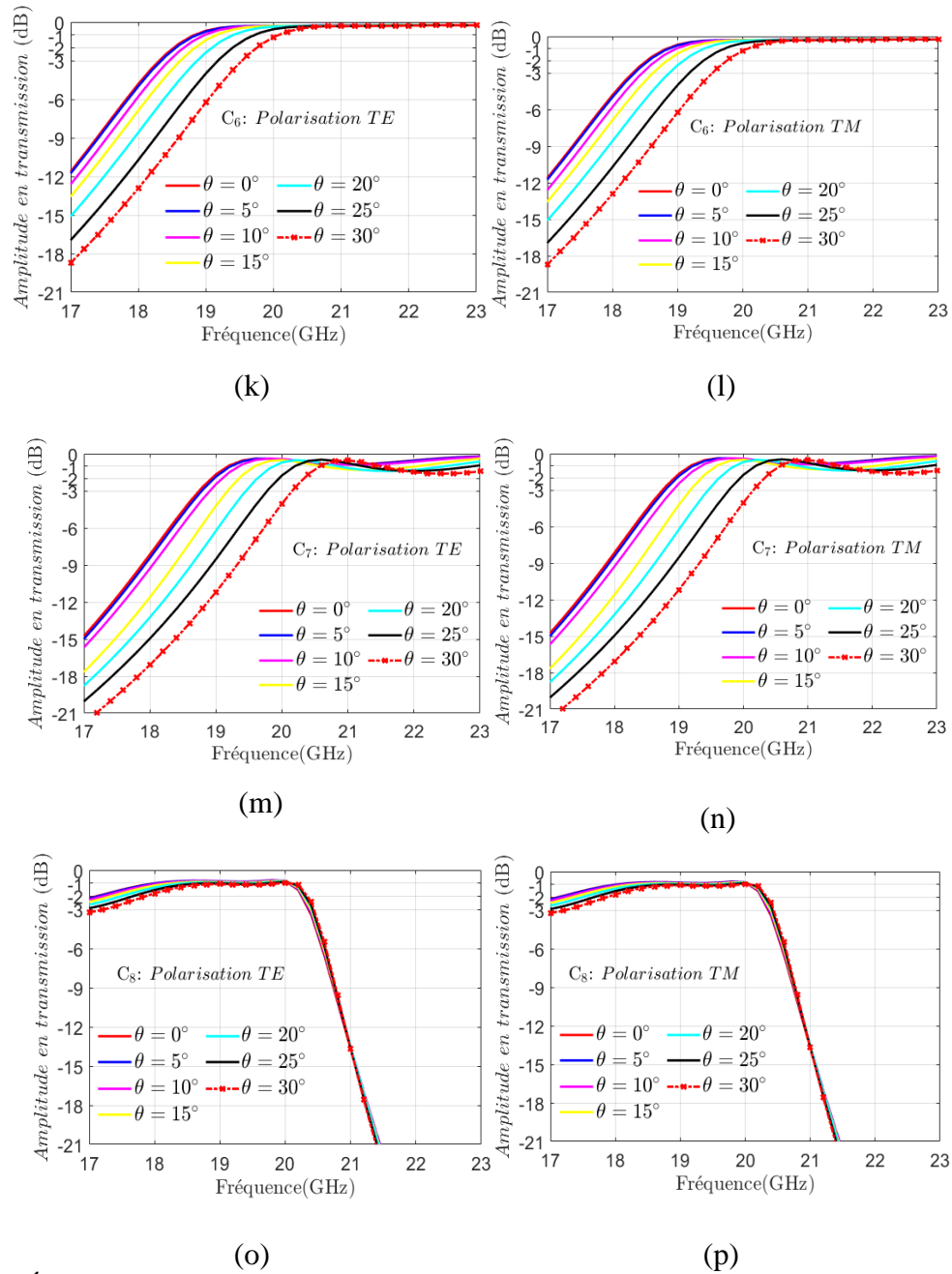
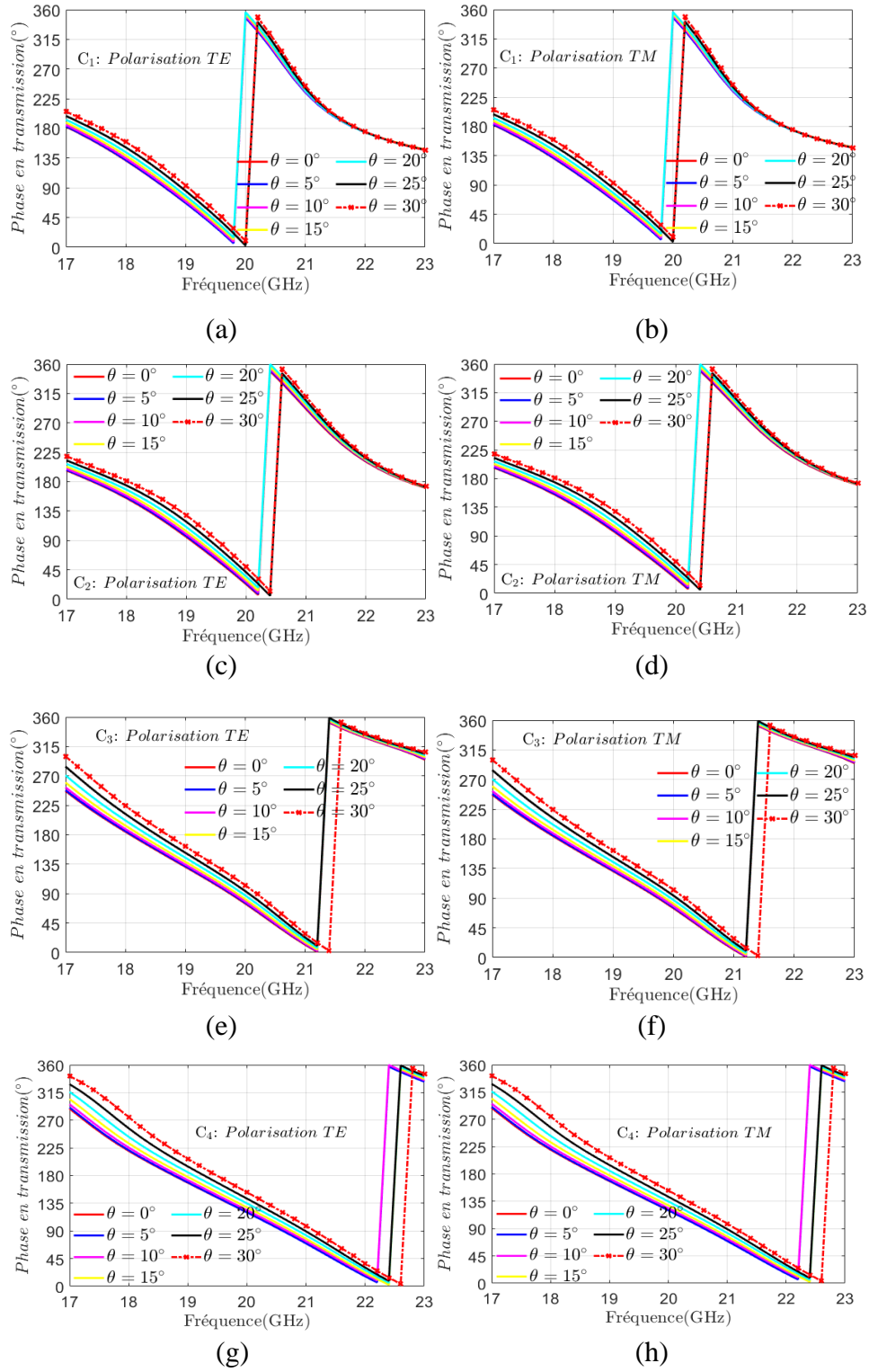


Figure 3.25 Évaluation de la sensibilité des amplitudes en transmission des 8 CUBs avec des angles d'incidence obliques variables ($0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$) des champs en polarisation TE et TM avec HFSS



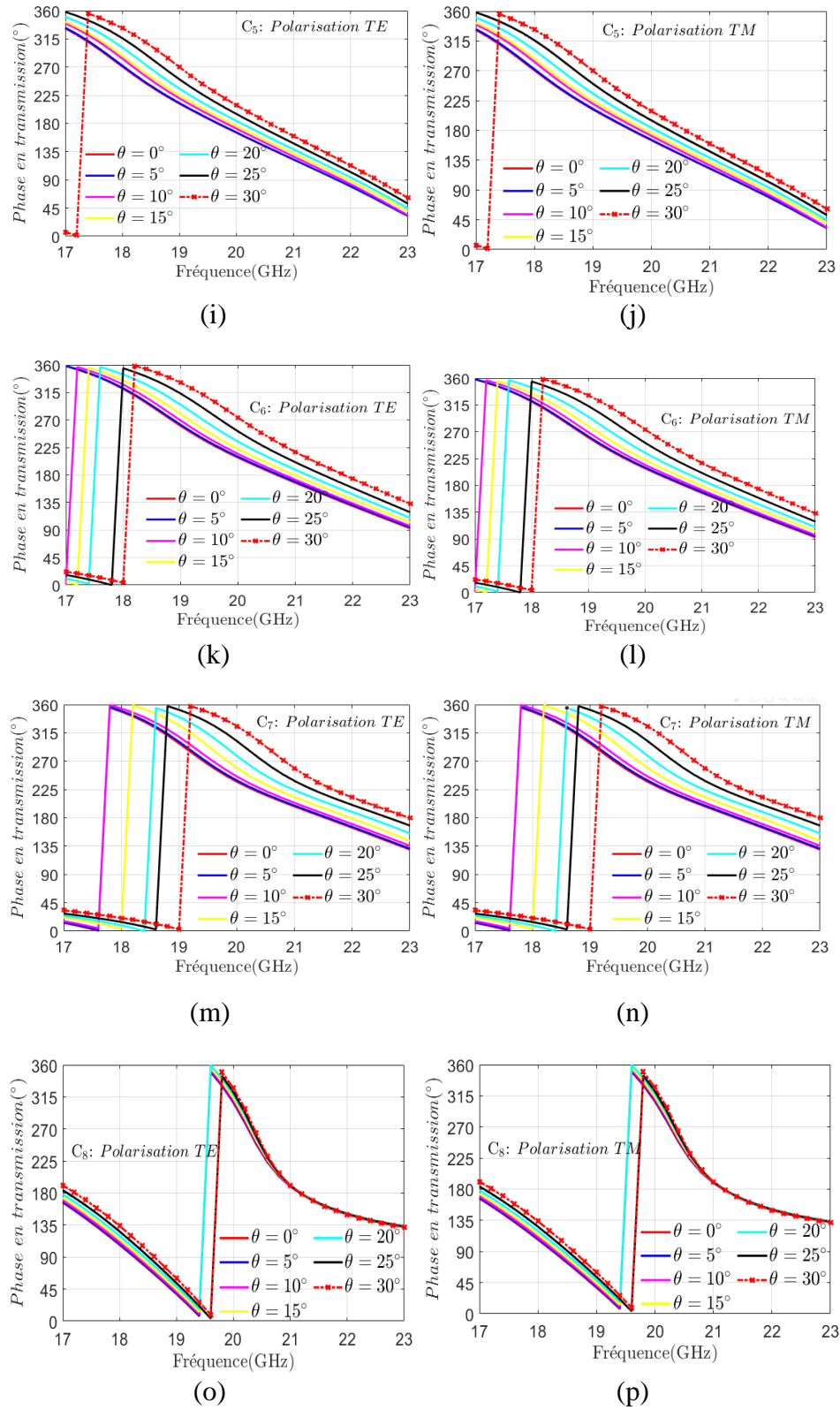
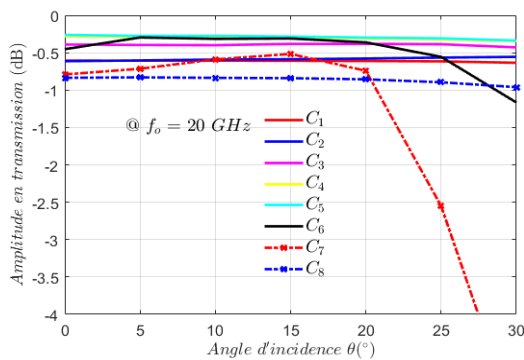


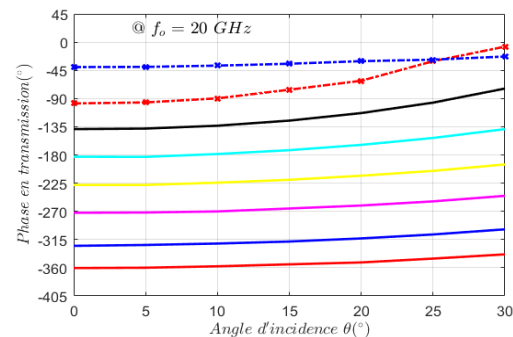
Figure 3.26 Évaluation de la sensibilité des phases en transmission des 8 CUBs avec des angles d'incidence obliques variables ($0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$) des champs en polarisation TE et TM avec HFSS

La Figure 3.27a montre les courbes des pertes d'insertion par rapport à l'angle d'incidence à la fréquence d'opération de 20 GHz. Ces pertes sont pour l'ensemble de 8 CUBs inférieures à 1 dB à des angles d'incidence oblique $\theta \leq 30^\circ$ sauf la CUB C_7 qui a une perte d'insertion supérieure à 1 dB pour $\theta \geq 21^\circ$ et des pertes d'insertion de 3 dB pour $\theta \geq 26.5^\circ$.

La Figure 3.27b présente la phase en transmission des cellules unitaires en fonction de l'angle d'incidence θ tel que $0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$ et $\varphi = 0^\circ$ à la fréquence de conception f_o de 20 GHz. Les courbes sont parallèles pour toutes les CUBs quand $\theta < 25^\circ$, cependant $\theta \geq 25^\circ$ les CUBs C_7 et C_8 se croisent. Toutefois, si nous limitons le nombre de CUBs nécessaires en considérant soit une quantification 1-bit ou 2-bit, on pourra utiliser des CUBs insensibles à l'angle d'incidence oblique au moins jusqu'à $\theta \leq 30^\circ$. Après l'analyse des performances des CUBs en incidence oblique, nous allons déterminer l'angle maximal de l'onde incidente sur les CUBs situées en bordure du RTB en prenant en compte les dimensions physiques réelles notre système d'antenne comprenant le cornet et le RTB.



(a)



(b)

Figure 3.27 Performance des 8 CUBs en incidence oblique $0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$, (a) amplitudes et (b) phase de transmission de la polarisation TE, et $\varphi = 0^\circ$

En effet, la taille D du RTB et la distance focale F entre le cornet et le RTB sont les deux paramètres importants. On dérive l'angle incidence θ_{inc} (3.21) à partir de la Figure 3.26b:

$$\theta_{inc} = \text{atan}\left(\frac{D}{2F}\right) \quad (3.21)$$

Avec $p_x = 3.15$ mm, le pas entre les deux éléments successifs du RTB, et $N = 52$, le nombre d'éléments choisi le long des axes x et y pour obtenir une taille réelle $D = N * p_x$ souhaitée pour notre RTB. On estime ensuite la distance focale minimale F_{min} (3.23) entre la source primaire et la position du RTB. En calculant l'angle d'incidence maximal $\theta_{inc(max)}$ avec (3.22):

$$\theta_{inc(max)} = \text{atan}\left(\frac{D}{2F_{min}}\right) \quad (3.22)$$

On obtient :

$$F_{min} = \frac{D}{2 \tan(\theta_{inc(max)})} \quad (3.23)$$

Ainsi, pour $\theta_{inc(max)} = 25^\circ$, la $F_{min} = 175.635 \text{ mm}$ et le rapport $\frac{F}{D} = 1.072$

L'analyse des Figure 3.27a et Figure 3.27b, montre que les CUBs sont performantes pour des angles d'incidence inférieurs ou égaux à 15° . Nous pouvons donc identifier 3 zones d'incidences obliques. Ainsi, pour des incidences obliques de $0 \leq \theta \leq 15^\circ$, nous considérerons les CUBs en incidence normale car les erreurs de phase et les pertes d'insertion sont faibles. Cependant, on définira deux autres zones d'incidence obliques $20 \leq \theta \leq 25^\circ$ par pas de 5° pour lesquelles il nous faudra optimiser les CUBs pour prendre en compte les effets d'incidence obliques car l'erreur de phase devient considérable, $20^\circ \leq \Delta\epsilon_{max} \leq 35^\circ$ pour la plupart des CUs et surtout $\Delta\epsilon_{max} = 70^\circ$ pour la cellule déphaseuse C_7 comme nous l'avons expliqué plutôt dans cette section. Ainsi, les CUBs dont la position spatiale sur le RTB correspondrait à un angle $15 \leq \theta \leq 20^\circ$ seront optimisées pour $\theta = 20^\circ$ et les CUs positionnées à un angle $\theta > 20^\circ$ seront optimisées pour $\theta = 25^\circ$.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons, dans un premier temps, procédé à la caractérisation de substrats diélectriques afin de sélectionner celui qui a la plus faible tangente de perte. Dans un deuxième temps, une série de cellules élémentaires anisotropes (CEA) à modulation orthogonale de susceptances (MOS) ont été développées et analysées. Après quoi, la CEA à motif en CJG a été choisie pour le reste de notre projet. Dans la suite de ce chapitre, nous avons développé un concept innovant de conception cellules déphaseuses (CUBs) bipolarisées à modulation orthogonale de phase (MOP) permettant la transmission simultanée et indépendante de deux ondes polarisées perpendiculairement l'une par rapport à l'autre. Une cellule CUB composée de 4 couches a ainsi été proposée. Ce chapitre a ainsi porté sur l'étude paramétrique de cellules élémentaires à une couche afin de déterminer d'abord les paramètres géométriques favorisant une MOS effective. Ensuite une étude sur la cellule multicouche a été réalisée afin de mesurer la performance de celle en termes de pertes d'insertion dans bande de fréquences d'intérêt. Une discrétisation de phase à trois bits a été adoptée pour chaque direction de polarisation. La méthode employée permet de prédire le comportement de l'ensemble des 64 CUBs en analysant seulement le premier état de phase composé des 8 CUBs. Les effets d'une incidence angulaire sur ces CUBs a permis de mesurer leur sensibilité en incidence oblique. Les CUBs développées dans ce chapitre seront utilisées pour concevoir des RTBs réalisant des polariseurs et dans antennes à deux faisceaux à polarisations orthogonales dans les chapitres suivants.

CHAPITRE 4 CONCEPTION D'UN POLARISEUR CIRCULAIRE À DOUBLE POLARISATION GAUCHE ET DROITE

4.1 Introduction

Ce chapitre traite de la conception, du prototypage et de la caractérisation d'une métasurface multicouche transformant des ondes incidentes en polarisation linéaire en des ondes transmises en polarisation circulaire (PC). Ainsi, pour deux ondes incidentes orthogonales le polariseur génère deux ondes transmises en polarisation circulaire gauche (PCG) et droite (PCD). Ce polariseur est constitué de quatre couches de susceptances chacune basées la cellule élémentaire (CEA) étudiée au chapitre 3 qui est la croix de Jérusalem en grille (CJG). Cette métasurface polariseur circulaire à croix de Jérusalem en grille que nous appellerons PC-CJG est destiné à fonctionner comme un composant d'un sous-système d'antenne comprenant un réseau transmetteur bipolarisé (RTB) et un cornet circulaire en bande Ka utilisés comme source primaire double mode pouvant propager deux modes orthogonaux. Cependant, les performances du PC-CJG seront caractérisées par les simulations EM dans HFSS puis avec les mesures expérimentales des performances du sous-système sur un banc de mesure en espace libre utilisant des lentilles de focalisation. La méthode proposée s'inspire de [143] [144] qui évite l'utilisation directe de l'analyse pleine onde pour caractériser l'ensemble du PC-CJG et est basée sur la combinaison du modèle de ligne de transmission (TL) et de l'analyse pleine onde de cellule unitaire (CU) constituée de susceptances de surface, avec des conditions de frontières périodiques. Comme preuve de concept, un prototype du PC-CJG à quatre couches est conçu selon la procédure proposée, fabriqué et mesuré. Le prototype est conçu pour une incidence normale mais nous analyserons sa sensibilité aux incidence oblique. Le rapport axial (RA) est aussi mesuré pour comparer à la simulation numérique et satisfaire aux exigences de largeur de bande de $RA < 1$ dB.

4.2 Principe du double polariseur circulaire à croix de Jérusalem en grille

Le polariseur PC-CJG est une structure à quatre couches (Figure 4.1) dont chacune est constituée d'une métasurface en croix de Jérusalem en grille (CJG) conductrices gravées sur un substrat diélectrique et séparées par de l'air. L'axe z est défini comme normal à la surface du PC-CJG. Pour des raisons de simplicité, nous définissons les axes x' et y' tournés d'un angle ψ de ± 45 par rapport

aux axes x et y d'origine de la structure du PC-CJG de telle sorte que le vecteur d'onde k_{inc} de l'onde incidente soit situé dans le plan yz pour une onde incidente en polarisation verticale \vec{E}_{inc}^V ou dans le plan xz pour une onde incidente en polarisation horizontale \vec{E}_{inc}^H .

Le mécanisme de transformation d'une onde \vec{E}_{inc}^V polarisée linéairement en une onde polarisée circulairement est décrit dans la Figure 4.2. L'onde incidente \vec{E}_{inc}^V polarisée le long de la diagonale de la cellule unitaire (CUB) dans l'ouverture du PC-CJG le long de l'axe y, est décomposée en deux composantes $\vec{E}_{inc}^{x'}$ et $\vec{E}_{inc}^{y'}$ (4-1) avec une amplitude égale E_0 . Les ondes incidentes transmises en sortie du PC-CJG sont $\vec{E}_{out}^{x'}$ et $\vec{E}_{out}^{y'}$ avec les phases $\varphi_{x'}$ et $\varphi_{y'}$ respectivement. Le dispositif a des réponses en fréquence différentes pour les composantes le long des axes x' et y' de l'onde incidente. Dans la bande opérationnelle, l'amplitude du coefficient de transmission pour chaque composante est idéalement égale à 1 pour une transmission maximale de puissance et le dispositif laisse passer les deux composantes $\vec{E}_{out}^{x'}$ et $\vec{E}_{out}^{y'}$ efficacement avec peu ou pas d'atténuation. Dans le cas d'une structure sans perte et structure sans pertes les ondes incidentes sont entièrement transmises avec une amplitude égale telle que $|\vec{E}_{out}^{x'}| = |\vec{E}_{out}^{y'}|$, (4-2) avec une différence de phase $\Delta\varphi = \varphi_{x'} - \varphi_{y'} = +90^\circ$ entre ces deux composantes vectorielles orthogonales $\vec{E}_{out}^{x'}$ et $\vec{E}_{out}^{y'}$ des ondes transmises. Ce qui correspond à un faisceau collimaté en PCD (polarisation circulaire droite). Si la polarisation des ondes incidentes \vec{E}_{inc}^H est le long de l'autre diagonale de la cellule unitaire c'est-à-dire l'axe x, une différence de phase $\Delta\varphi = \varphi_{x'} - \varphi_{y'} = -90^\circ$ entre les deux composantes vectorielles orthogonales des ondes transmises $\vec{E}_{out}^{x'}$ et $\vec{E}_{out}^{y'}$ le long des axes x' et y' respectivement. Le PC-CJG génèrera un faisceau collimaté dans l'autre sens, c-à-d de la PCG polarisation circulaire gauche.

$$\vec{E}_{inc}^{V/H} = \vec{E}_{inc}^{x'} + \vec{E}_{inc}^{y'} = E_0^V e^{j\varphi_0} + E_0^{V/H} e^{j\varphi_0} = \sqrt{2} E_0^{V/H} e^{j\varphi_0} \quad (4-1)$$

$$\vec{E}_{out}^{V/H} = \vec{E}_{out}^{y'} + \vec{E}_{out}^{x'} = E_0^{V/H} e^{j\varphi_0} + E_0^{V/H} e^{j(\varphi_0 \pm \frac{\pi}{2})} \quad (4-2)$$

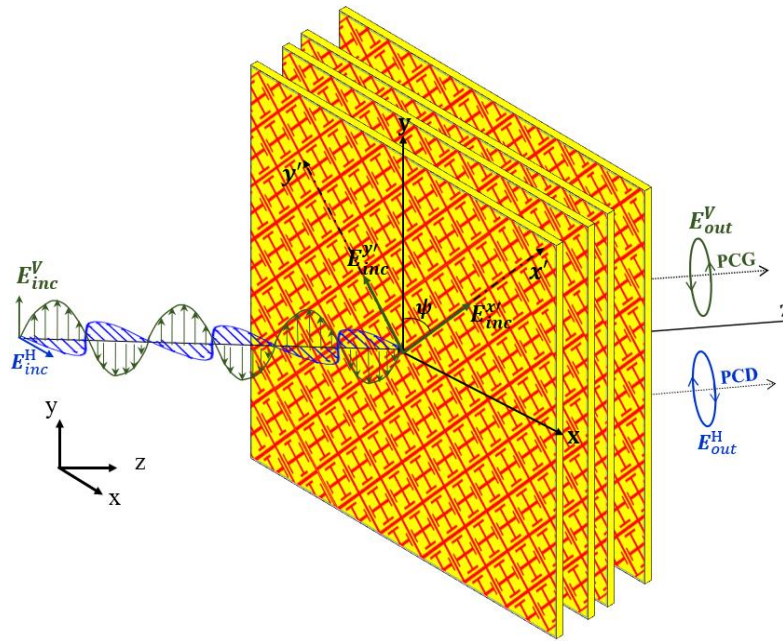


Figure 4.1 PC-CJG à 4 couches pour la transmission d'onde en PCG et en PCD pour $\psi = \pm 45^\circ$

Par conséquent, le PC-CJG à double PC peut être mis en œuvre en utilisant une source primaire qui génère des ondes en double-PL. La Figure 4.2 présente la topologie du PC-CJG pour la conversion d'ondes incidentes ayant une double polarisation linéaire orthogonales en ondes transmises possédant une double polarisation circulaire gauche et droite.

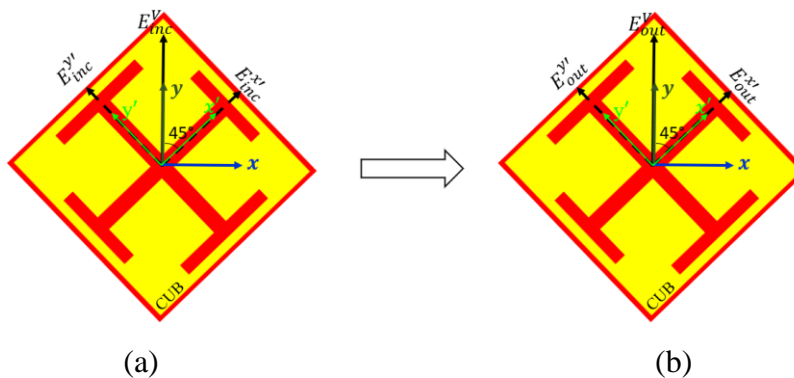


Figure 4.2 Illustration de la transformation PL à PC pour une onde \vec{E}^V_{inc} en PL sur l'axe y, (a) composantes incidentes $\vec{E}^{x'}_{inc}$ et $\vec{E}^{y'}_{inc}$, (b) composantes transmises $\vec{E}^{x'}_{out}$ et $\vec{E}^{y'}_{out}$ pour l'onde \vec{E}^V_{out} en PC

Contrairement au polariseur à base de ligne de méandre comme dans [143] et [145-146] qui ne possède qu'un seul plan de symétrie et dont les axes lent et rapide sont identifiés, la CUB utilisée (voir Figure 4.3) pour le PC-CJG sera conçue pour générer un axe lent et un axe rapide correspondant aux réactances dans les directions x' et y' . Cependant, l'étude des CUBs au chapitre 3 a indiqué de pertes d'insertion à considérer pour les composantes $\vec{E}_{out}^{x'}$ et $\vec{E}_{out}^{y'}$ qui subissent des déphasages de 90° en sortie du PC-CJG.

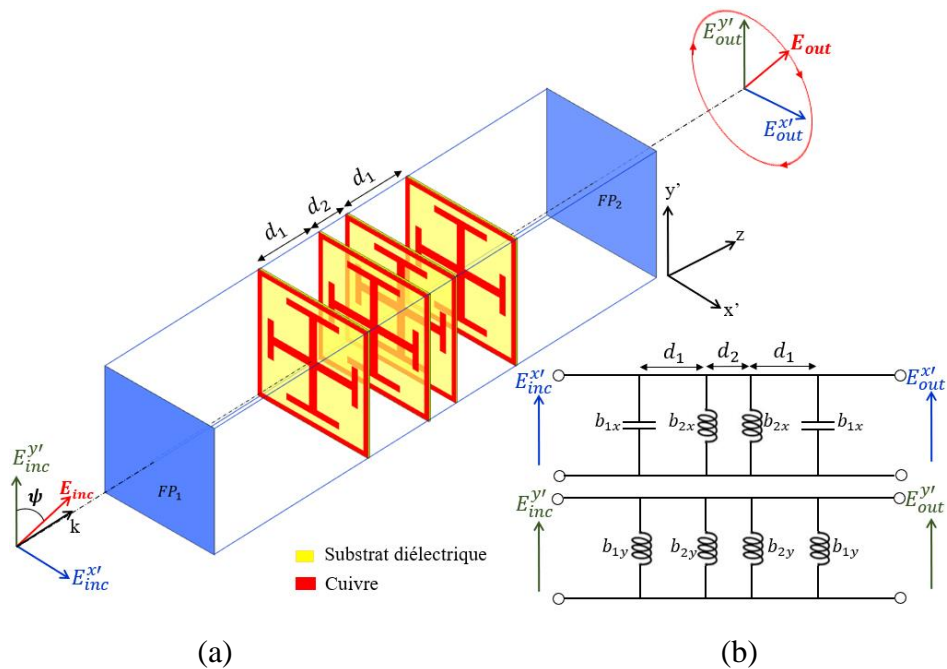


Figure 4.3 (a) PC-CJG et (b) modèle de circuit dans lequel des condensateurs et des inductances modélisent les susceptances $b_{x'}$ et $b_{y'}$ des surfaces pour les polarisations x' et y' respectivement

La Figure 4.3a montre la topologie 3D de la CUB proposée ainsi que ses composantes du modèle circuit équivalent (Figure 4.3b) dans les polarisations \hat{x}' et \hat{y}' . La structure consiste en des arrangements périodiques bidimensionnels de CJG présentant des couches à grilles capacitatives et inductives imprimées sur des substrats diélectriques minces, séparées les unes des autres par des couches d'air (vide).

L'objectif de l'analyse par la méthode des lignes de transmission (Figure 4.3b) déjà étudiée au chapitre 3, nous permet de procéder à la sélection de la CUB optimum (en amplitude de transmission $|T_{x'}|$ et $|T_{y'}|$ et avec une $\Delta\varphi = \pm 90^\circ$).

La Figure 4.4 présente la procédure de sélection de la meilleure CUB pour assurer des pertes d'insertion minimale pour $|T_{x'}|$ et $|T_{y'}|$ (Figure 4.4a) et avec une $\Delta\varphi = \pm 90^\circ$ (Figure 4.4b). Dans la fenêtre de transmission, la polarisation de l'onde émergente \vec{E}_{out}^V de l'autre côté du PC-CJG sera circulaire et affectée par les pertes d'insertion $|T_{x'}|$ et $|T_{y'}|$ de ses deux composantes $\vec{E}_{out}^{x'}$ et $\vec{E}_{out}^{y'}$ à l'aide des formules suivantes :

$$\vec{E}_{out}^{x'} = T_{x'} \vec{E}_{inc}^{x'} \quad (4-3)$$

$$\vec{E}_{out}^{y'} = T_{y'} \vec{E}_{inc}^{y'} \quad (4-4)$$

Où $T_{x'} = |T_{x'}|e^{j\varphi_{x'}}$ et $T_{y'} = |T_{y'}|e^{j\varphi_{y'}}$ sont les coefficients de transmission du PC-CJG pour les polarisations \hat{x}' et \hat{y}' respectivement. Dans les équations (4-3) et (4-4), les coefficients de transmissions des polarisations croisées ($T_{x'y'}$ et $T_{y'x'}$) sont considérés négligeables comme nous l'avons estimé dans le chapitre 3.

L'objectif est d'atteindre un RA requis pour le signal transmis dans la bande de fréquences de fonctionnement. Le paramètre RA peut être déterminé à l'aide de la formule suivante (4-5) [149] :

$$RA = \left(\frac{|T_{x'}|^2 + |T_{y'}|^2 + \sqrt{a}}{|T_{x'}|^2 + |T_{y'}|^2 - \sqrt{a}} \right) \quad (4-5)$$

$$\text{Où } a = |T_{x'}|^4 + |T_{y'}|^4 + 2|T_{x'}|^2|T_{y'}|^2 \cos(2(\varphi_{x'} - \varphi_{y'}))$$

4.3 Procédure de synthèse du Polariseur circulaire gauche et droite

4.3.1 Synthèse optimale du polariseur circulaire

La procédure de conception du polariseur proposé est basée sur la synthèse des caractéristiques des réponses en transmission $T_{x'}$ et $T_{y'}$ des CUBs obtenues dans le chapitre 3 à la section 4.4, requises

pour les polarisations y et x. Cette conception du PC-CJG commence par la détermination de la CUBs optimale dont les objectifs spécifiques, les deux polarisations sont d'avoir une superposition de leur fenêtre de transmission $|T_{x'}|$ et $|T_{y'}|$ satisfaisant (4-4) et avec une $\Delta\varphi = \pm 90^\circ$ sur toute la bande d'intérêt de 18 à 22 GHz. Dans un premier temps, on analysera la Figure 4.4a pour identifier la CUB idéale, satisfaisant les conditions d'amplitude $|T_{x'}| - |T_{y'}| = 1$ et $\Delta\varphi = \varphi_{x'} - \varphi_{y'} = \pm 90^\circ$ à la Figure 4.4b. La modulation orthogonale de phase (MOP) étudiée au chapitre 3 montre plusieurs configurations de CUBs pour satisfaire la condition différence de phase $\Delta\varphi$, reste à satisfaire la condition différence d'amplitude des coefficients de transmission.

4.3.2 Conception optimale du CP à CJG

La conception d'un PC-CJG optimale visera à garantir un rapport axial (RA) raisonnable à 1dB centrée dans la large bande de fréquences désirées de 18 à 22 GHz et pour une large gamme d'angles d'incidence [143] [144]. La procédure de conception du PC-CJG proposé se compose de plusieurs étapes différentes :

- Assurer le rapport d'amplitude de transmission $|T_{x'}|/|T_{y'}| = 1$ et $\Delta\varphi = \varphi_{x'} - \varphi_{y'} = \pm 90^\circ$ des CUBs (4-4) Figure 4.4,
- Exploiter la synthèse des CUBs à la Figure 3.21 et Figure 3.22 pour satisfaire (4-5), simplifiée dans Figure 4.4 pour identifier la meilleure CUB pour le PC-CJG.
- Obtenir un RA large bande à 1dB et centré dans la bande de fréquences désirées (18 à 22 GHz),
- Réduire énormément le temps et ressources d'optimisation.

La Figure 4.4b illustre la constellation de phase des 64 CUBs obtenues par la MOP ($\varphi_{x'}$ vs $\varphi_{y'}$) et la Figure 4.4a représente les pertes d'insertions $|T_{x'}|$ et $|T_{y'}|$. Les lignes en pointillées de couleur bleue indiquent la zone des CUBs PCD et les lignes en pointillées de couleur verte indiquent la zone des CUBs PCG.

Ainsi plusieurs CUBs satisfont la condition de $\Delta\varphi = 90^\circ$ dans la grille de constellation de phase (Figure 4.4b), mais le rapport d'amplitude égal à l'unité soit $|T_{x'}| = |T_{y'}|$ permettra d'identifier les positions relatives des CUBs CP pour lesquelles la conversion LP à CP est idéale, tout en assurant des pertes d'insertions $T_{x'}$ et $T_{y'}$ très faibles, proche de 0 dB.

L'analyse numérique pleine-onde réalisée dans la section 4.4 avait identifiée 3 CUBs qui sont 135° , 180° et 225° (C_4 , C_5 et C_6) dont les performances en termes de perte d'insertions très faibles, $T_{x'} = -0.32$ dB, $T_{x'} = -0.28$ dB et $T_{y'} = -0.26$ dB à la fréquence de conception comme l'indique la région centrale de la Figure 4.3a.

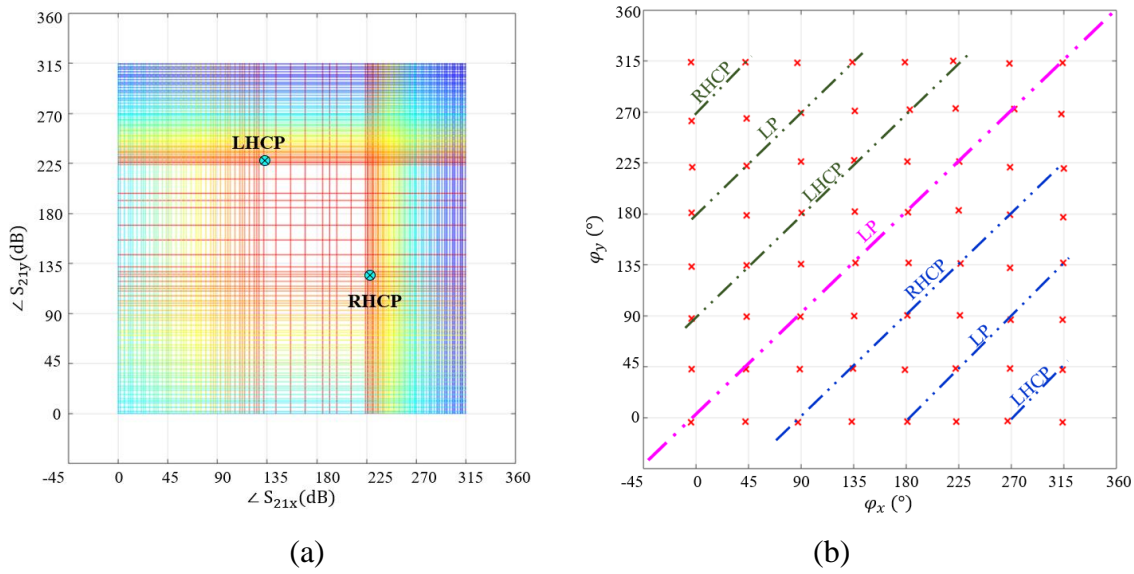


Figure 4.4 Coefficients de transmissions des 64 CUBs (a) amplitudes en dB, (b) Phases, $\varphi_{x'}$ vs $\varphi_{y'}$, à 20 GHz

Finalement, la CUB CP sélectionnée est la cellule $\varphi_{x'} = 135^\circ$ et $\varphi_{y'} = 225^\circ$. Grace à la technique de MOP proposée, donnant la constellation de 64 CUBs plusieurs autres CUBs satisfont la condition de $\Delta\varphi$ mais malheureusement elles ne satisferont pas la condition $|T_{x'}| = |T_{y'}|$. Ce qui pourraient avoir pour conséquences la détérioration de la performance du rapport axial AR à -1 dB dans la bande passante ou une réduction de la bande passante de transmission.

La CUB choisie pour la conception du PC-CJG et son modèle circuit équivalent sont présentés à la Figure 4.3. Dans un fonctionnement typique, le PC-CJG, avec l'angle d'orientation du polariseur ψ prend la valeur $= 45^\circ$, ce qui entraîne des valeurs identiques pour les composantes $E_{x'}$ et $E_{y'}$. La Figure 4.3b montre le modèle circuit de chaque polarisation où $Z_0 = 377\Omega$ est l'impédance caractéristique de l'air. On peut facilement obtenir des polarisations circulaires droite ou gauche en sélectionnant le signe de l'angle d'orientation $\psi = \pm 45^\circ$ du PC-CJG.

Pour une onde incidente polarisée verticalement \vec{E}_{inc}^V le long l'axe y, avec $\psi = +45^\circ$, les susceptances $b_{1x'} = -0.85$ et $b_{2x'} = -0.85$, ce qui correspond à des quatre couches susceptances inductive comme le montre la Figure 4.2b. Tandis que pour les susceptances de la polarisation perpendiculaire, $b_{1y'} = 0.137$ et $b_{2y'} = -0.12$, ce qui correspond à deux couches susceptances externes capacitives et deux couches susceptances internes inductives comme le montre la Figure 4.3b. Si l'onde incidente polarisée verticalement \vec{E}_{inc}^H le long l'axe x, avec $\psi = -45^\circ$, les axes x' et y' sont inversée par rapport au cas d'incidence \vec{E}_{inc}^V .

4.4 Fabrication et caractérisation du prototype

4.4.1 Description du banc de test en espace libre

Afin de valider davantage la conception, nous avons fabriqué un échantillon PC-CJG d'une taille de $164 \times 164 \text{ mm}^2$ en utilisant la technique du circuit imprimé (PCB) conventionnelle. Quatre couches de réseaux de motifs CJG métalliques en cuivre de $0,017 \text{ mm}$ d'épaisseur sont imprimées sur un substrat Arlon Diclad 880 de 0.127 mm d'épaisseur ($\epsilon_r = 2.2$, $\tan\delta = 0.0009$) et monté chacune sur un support métallique comme dans la photographie du prototype du polariseur (PC-CJG) présentée à la Figure 4.5a, où l'encadrement est une vue zoomée d'un réseau de 5×5 cellules unitaires. Ce polariseur a été fabriqué selon la procédure de conception proposée.

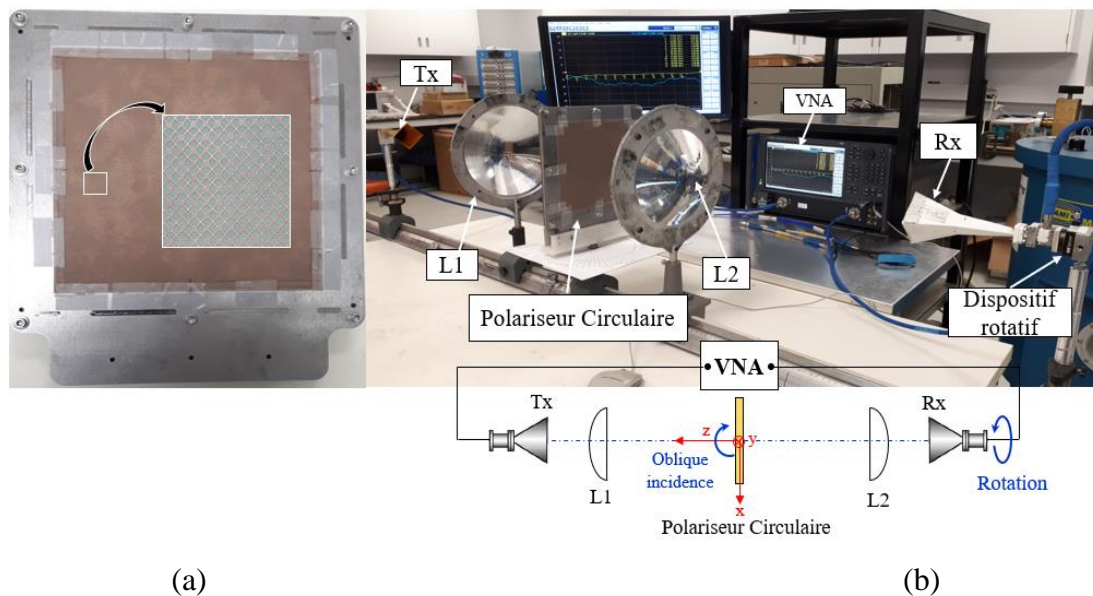


Figure 4.5 Banc de mesure en espace libre, (a) Prototype PC-CJG (b) banc de test

La Figure 4.5b montre le banc de test expérimental utilisé pour caractériser le PC-CJG. Pour la caractérisation expérimentale du PC-CJG, celui-ci est placé entre deux antennes cornets diagonaux (Tx et Rx) à polarisation linéaire reliées à un analyseur de réseau (VNA, Vectoriel Network Analyzer) de type PNAX de Agilent Keysight. Entre chacune des deux antennes cornet et le PC-CJG à tester, des lentilles ($L1$ et $L2$) sont utilisées pour former un front de phase plan incident. Un dispositif de rotation de l'antenne de réception Rx permettra de mesure l'ellipticité du champ électrique \vec{E} transmis par le PC-CJG. Avant de commencer les mesures, un alignement précis du banc de test a été nécessaire, puis un calibrage Thru-Reflect-Match (TRM) a été effectué pour éliminer les ondulations dues aux ondes stationnaires entre les lentilles $L1$ et $L2$ et les antennes cornets Tx et Rx. Le DUT (PC-CJG) n'est pas présent pendant la calibration, donc on ne peut pas éliminer ces réflexions. Les dimensions pour réaliser les diverses sont indiquées dans le Tableau 4.1.

Tableau 4.1 CUB-CP dimensions (mm) des susceptances pour les couches CEA

Polarisation (x)	L_{1x}	L_{2x}	W_{1x}	W_{2x}	W_o
b_{1x}	2,3368	0,7112	0,1524	0,1609	0.0813
b_{2x}	2,3368	0,7135	0,1524	0,1609	0.0813
Polarisation (y)	L_{1y}	L_{2y}	W_{1y}	W_{2y}	W_o
b_{1y}	2,3368	1,1684	0,1524	0,1609	0,0813
b_{2y}	2,3368	1,147	0,1524	0,1609	0,0813

4.4.2 Analyse de performances du polariseur circulaire

4.4.2.1 Analyse de réponse en fréquence

Les résultats de la simulation et de l'expérimentation du polariseur ont d'abord été obtenus en considérant une incidence normale. Les Figure 4.6a et Figure 4.6b montrent l'amplitude et la phase du coefficients de transmission S_{21} co-polarisés orthogonaux pour les deux polarisations considérées (i.e. x et y), avec une perte d'insertion d'environ 0.45 dB à la fréquence d'opération de 20 GHz pour les 4 courbes. La largeur de bande correspondant à $(T_{x'} \text{ et } T_{y'}) > -1$ dB du PC-CJG pour les deux polarisations est de 11%, tandis que la large de bande pour $(T_{x'} \text{ et } T_{y'}) > -3$ dB est de 19.5%.

Un bon accord entre les résultats mesurés et simulés est observé, confirmant ainsi l'approche de conception de la CUB proposée. Nous rappelons le processus de conception de ce polariseur visait à obtenir une transmission avec le moins de pertes possible dans la fenêtre de transmission souhaitée de 18 à 22 GHz. Les dimensions des motifs CJG imprimés étant assez petites (voir le Tableau 4.1), des imprécisions de gravure des couches de PCBs fabriquées par l'entreprise « Circuits la Capitale » peuvent affecter négativement la qualité des couches de surface à CJG et même finalement détériorer considérablement les résultats.

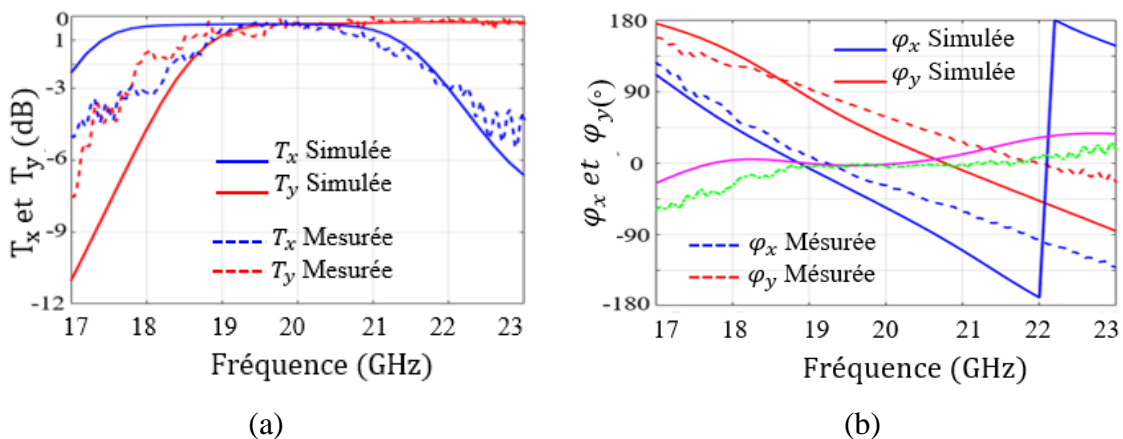


Figure 4.6 Coefficients de transmission $T_{x'}$ et $T_{y'}$, (a) amplitude et (b) phase des mesurées (courbes en traits pointillés) et simulés (courbes en traits continus) de couleur rouge et bleue respectivement

La Figure 4.6b illustre la phase des coefficients de transmission $T_{x'}$ (en rouge) et $T_{y'}$ (en bleu) simulées (courbes en traits continus) et mesurées (courbes en traits pointillés). La différence de phases $\Delta\varphi$ mesurées (traits pointillés de couleur verte) entre les deux polarisations est proche de 90° , tout comme la courbe simulée (en rose). Une erreur de phase maximale d'environ $\pm 5^\circ$ est observé au milieu de la bande d'intérêt, c'est-à-dire entre 19 et 21 GHz.

4.4.2.2 Analyse du rapport axial

Les performances du PC-CJG est aussi analysées par rapport à son RA des ondes de sortie transmises mesurés et simulés dans HFSS sont illustrés à la Figure 4.7. Un RA optimal de 1 dB dans bande passante est désirée. Cependant, la différence des rapports axiaux simulés et mesurés à la Figure 4.7 a été attribuée à des erreurs de sur-gravure et de sous-gravure. Étant donné la taille des motifs CJG, une erreur de 1 mil est plus importante sur un petit motif que sur un grand. Ce qui rend ces petits motifs plus difficiles à fabriquer. La différence constatée à la Figure 4.6, entre le RA mesuré et le RA simulé peut s'expliquer par les petites erreurs de gravure des PCBs. À l'aide du microscope numérique, nous avons pu déterminer qu'il y avait des erreurs de fabrication variant entre 1 et 2.5 mils et que la gravure des PCBs n'étaient pas uniformément sur toute la surface. Des disparités était présente sur toutes les quatre couches de PCBs fabriquée. Toutefois, les résultats obtenus montrent la précision de la conception du prototype de PC-CJG réalisé.

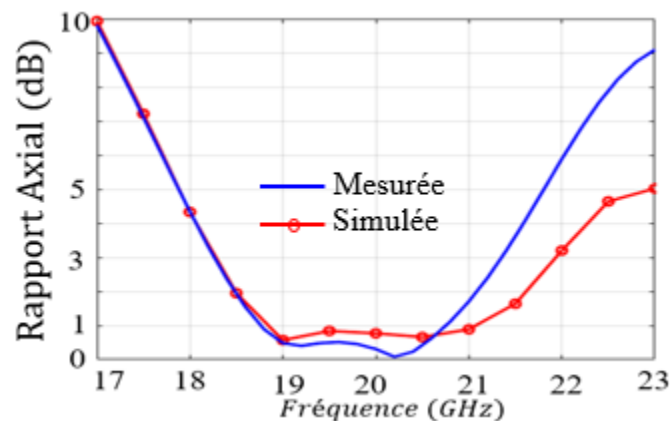


Figure 4.7 Rapport axial, (a) simulé en bleu dans HFSS et (b) mesuré en rouge

Nous pouvons aussi constater que sur la large gamme de fréquences allant de 18,2 GHz à 22 GHz, les rapports axiaux des ondes transmises sont tous inférieurs à 3 dB, alors que la RA à 1 dB est dans la bande de 18.8 à 21 GHz.

4.4.2.3 Analyse de l'Ellipticité de la polarisation

Pour mesurer l'ellipse de la polarisation, l'antenne de réception est commandée par un dispositif rotatif pour définir différents angles de rotation dans le plan xy. Ensuite, l'amplitude du champ électrique transmis est mesurée à différents angles de rotation φ entre 0 et 180° pour obtenir le petit et le grand axe. Les ellipses qui correspondent aux données mesurées sont ainsi tracées pour une incidence normale.

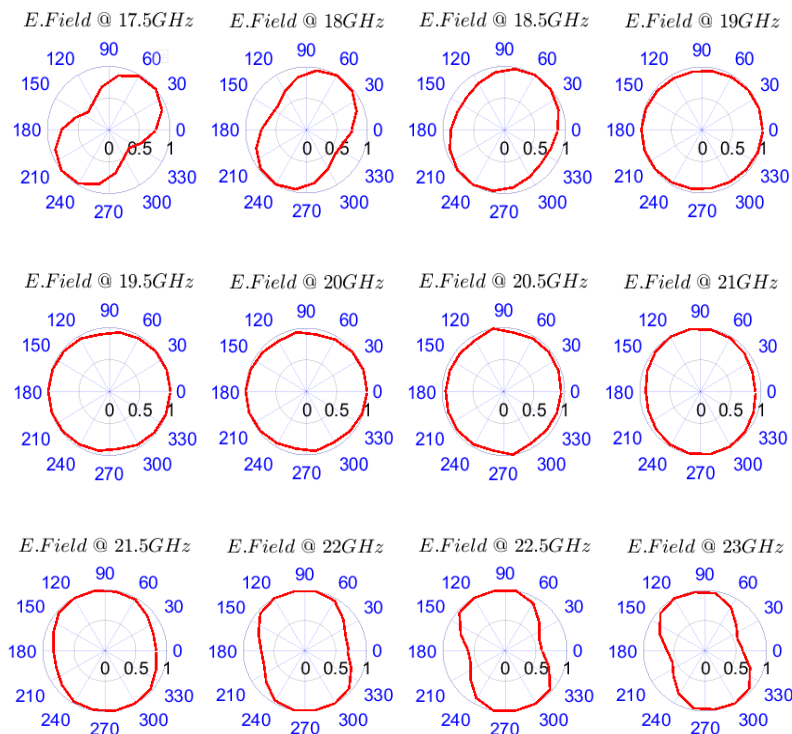


Figure 4.8 Ellipticité de la polarisation du champ \vec{E} mesuré du CP à 4 couches pour 12 fréquences différentes de 17.5 à 23 GHz à $\theta = 0^\circ$

Douze (12) fréquences uniformément réparties le long de la bande passante ont été choisies pour observer la tendance des ellipses de polarisation. La Figure 4.8 montre les l'intensité des ondes transmises \vec{E}_{out} en fonction de l'angle φ à différentes fréquences ($f=17.5$ à 23 GHz par pas de 0.5 GHz) pour une onde incidente polarisée linéairement dans la direction z . On peut constater qu'à ces fréquences, les rapports d'axe des ondes transmises sont tous inférieurs à 3 dB. Nous pouvons constater cependant qu'à ces fréquences ($f=18.5$ à 21.5 GHz), dans le cas où T_x , est approximativement égal à T_y , et que $\Delta\varphi$ est approximativement égal à 90° , les ellipses de polarisation sont toutes approximativement vues comme des cercles.

4.4.3 Performances en incidence oblique

La qualité de la polarisation circulaire simulée est très bonne pour une incidence normale ($\theta_{inc}=0^\circ$) comme illustré à la Figure 4.7. Cependant, les performances du polariseur ont été aussi caractérisées en incidence oblique à la Figure 4.9, mais en simulation seulement. Si on fait varier l'angle d'incidence de l'onde planaire $0^\circ \leq \theta \leq 20^\circ$, on constate que le RA (Figure 4.9a) se détériore rapidement lorsque l'angle d'incidence θ_{inc} augmente au-delà de $\theta_{inc} \geq 15^\circ$. La Figure 4.9b montre les coefficients de transmission du PC-CJG, T_x et T_y pour lesquels on note clairement la réduction de la bande passante à -3 dB en transmission et donc la nécessité de revoir la conception du polariseur pour des angles d'incidence oblique spécifiques désirées prenant en compte l'angle du faisceau en sortie du réseau transmetteur bipolarisé (RTB).

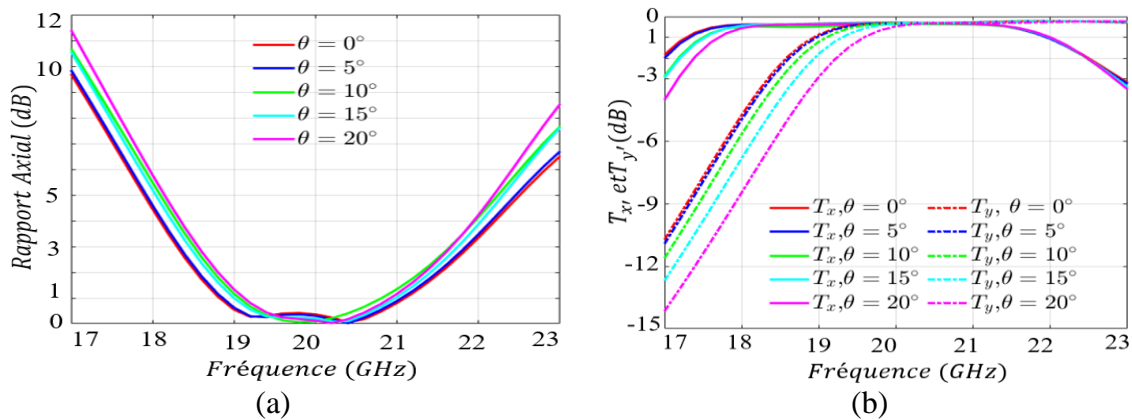


Figure 4.9 Performances du polariseur en incidence oblique pour $0^\circ \leq \theta \leq 20^\circ$, (a) rapport axial, (b) coefficient de transmission T_x (en trait continu) et T_y (en traits pointillés) du PC-CJG

4.5 Conclusion

Ce chapitre a présenté une méthode simple combinant un modèle à ligne de transmission et une analyse de cellule unitaire pleine onde pour une conception d'un polariseur circulaire à base de CJG. La procédure de conception a été validée avec des données mesurées et, en plus de réduire de manière significative le cycle de développement. Pour démontrer la méthode de conception des polariseurs, un prototype fonctionnant en bande Ka a été conçu, construit et mesuré. Dans l'ensemble, ce chapitre a montré qu'il est possible d'utiliser le polariseur CJG qui, s'ils sont bien conçus, peuvent fournir des performances satisfaisantes.

Cependant, on a vu que les performances du prototype fabriqué et optimisé pour une incidence normale commencent à se détériorer pour des angles d'incidences obliques $\theta_{inc} \geq 15^\circ$. Une conception adaptée à l'angle d'incidence est nécessaire pour les angles d'incidences obliques supérieurs à 15-20 degrés.

CHAPITRE 5 CONCEPTION DE RÉSEAUX TRANSMETTEURS À DOUBLE FAISCEAUX ORTHOGONAUX

5.1 Introduction

L'objectif de cette partie est de concevoir un réseau transmetteur passif permettant une transmission indépendante et simultanée de deux faisceaux en polarisation orthogonale avec la meilleure efficacité possible en bande Ka. En effet, une source primaire émettra simultanément deux faisceaux polarisés linéairement (polarisation verticale et horizontale) en direction du réseau transmetteur bipolarisé (RTB) et celui-ci doit pouvoir les rerayeronner indépendamment dans deux directions différentes. Ce RTB devrait pouvoir réaliser les fonctionnalités de dépointage et/ou de formation de faisceaux indépendamment dans les polarisations linéaires orthogonales.

Dans ce travail, nous synthétiserons des faisceaux dont le patron de rayonnement en champ lointain présente une forme « dessus-plat (ou PDP pour patron à dessus plat) ». Ce type de faisceau présente l'avantage du contrôle de puissance dans la région couverte avec des nuls prédéterminés en contrôlant la largeur du faisceau. Comme on l'a vu dans les chapitres 2 et 3, il existe de nombreuses solutions pour réaliser des réseaux transmetteurs (RT) qui exploitent le principe de la diversité de polarisation et certaines sont même applicables en bipolarisation. Toutefois, très peu de recherches ont été consacrées pour traiter les AMFx à RT fonctionnant en deux polarisations linéaires et générant des faisceaux orthogonaux, indépendants et à la même fréquence comme dans [150]. La plupart de ses systèmes AMFx à doubles polarisations combinent aussi pour la plupart, la diversité de fréquence (deux fréquences au moins) pour éviter les problèmes du niveau de la polarisation qui limiteraient l'efficacité des systèmes. Ils agiraient dans ce cas des systèmes d'émission et de réception dans les polarisations orthogonales et avec deux fréquences distinctes comme discuter dans les travaux de [141][151] où le niveau de polarisation croisées peut atteindre -25.9 dB ou même -35 dB. De plus, aucune des [150-152] n'a démontré la possibilité de contrôler la largeur des faisceaux à mi-puissance (*HPBW: half power beamwidth*) de ces faisceaux orthogonaux. Cependant, on peut rappeler que cette technique est assez mature dans le domaine des réseaux réflecteurs (RR) [152]. Ce chapitre propose une solution novatrice basée sur le concept de RTB grâce à la propriété de modulation orthogonale et quasi-indépendante des susceptances des cellules unitaires anisotropes et larges bandes présentées dans le chapitre précédent, afin de séparer et de transmettre indépendamment les deux faisceaux linéaires et orthogonaux.

Dans un premier temps, le principe d'opération du système d'antenne sera explicité et illustré. Ensuite, la méthode de synthèse de RTB par hologramme modifié proposée sera développée et sa performance analysée. Pour chacune des simulations numériques dans Matlab des RTB nous analyserons les performances de la méthode de synthèse holographique proposée que nous allons comparer, le cas échéant, avec les mesures obtenues en chambre anéchoïque dans le chapitre suivant.

Nous présenterons la synthèse de trois types de réseaux transmetteurs bipolarisés pour démontrer la méthode proposée à savoir :

- Un RTB à double faisceaux circulaires orthogonaux concentriques utilisant des cellules unitaires isotropes,
- Un RTB à deux faisceaux circulaires orthogonaux dépointés de façons différentes dans chacune des polarisations.
- Un RTB à deux faisceaux elliptiques orthogonaux dépointés dans chacune des polarisations.

Le chapitre 6 couvrira la conception numérique par le l'outil pleine-onde HFSS et la réalisation expérimentale de ces RTB.

5.2 Architecture du système d'antenne à réseau transmetteur

5.2.1 Principe d'opération du système d'antenne

Le principe d'opération du système d'antenne à réseau transmetteur bipolarisé est présenté en Figure 5.1. Le RTB illuminé par une source primaire émettant deux faisceaux linéaires et orthogonaux grâce à un cornet double polarisations linéaires (CDPL) qui est connectée à un transducteur de mode orthogonaux (ou *OMT* : *Orthomode Transducer*). La source primaire CDPL sera complètement caractérisées numériquement (modèle HFSS) et expérimentalement dans le chapitre 6. Le RTB est placé à une distance F (distance focale de la lentille discrète) de l'antenne CDPL. Ce RTB est constitué quatre couches transmissives adaptées permettant d'appliquer déphasage aux ondes incidentes $\vec{E}_{inc}^{X/Y}$ polarisées dans les directions x et y respectivement. La distance focale choisie est un compromis entre les pertes de débordement (*spillover loss*) et les pertes dues à l'illumination non-uniforme en amplitude du RTB.

Les champs transmis par le RTB sont calculés avec l'équation suivante (5-1) :

$$\vec{E}_{out}^{x/y}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \vec{E}_{inc}^{x/y}(m, n) \vec{E}_e^{x/y}(m, n) T_e^{x/y}(m, n) e^{jk_0(\vec{e}(m, n) \cdot \hat{r})} \quad (5-1)$$

Où $\vec{E}_{inc}^{x/y}(m, n)$ est la valeur du champ émise par la source primaire CDPL au centre géométrique de la cellule (m, n) , $\vec{E}_e^{x/y}(m, n)$ est le facteur de d'élément de la cellule, $T_e^{x/y}(m, n)$ est le coefficient de transmission de la cellule (m, n) , k_0 est la constante de propagation dans l'air et \hat{r} la direction d'observation avec $\hat{r} = \sin(\theta) \cos(\varphi) \hat{x} + \sin(\theta) \sin(\varphi) \hat{y} + \cos(\theta) \hat{z}$.

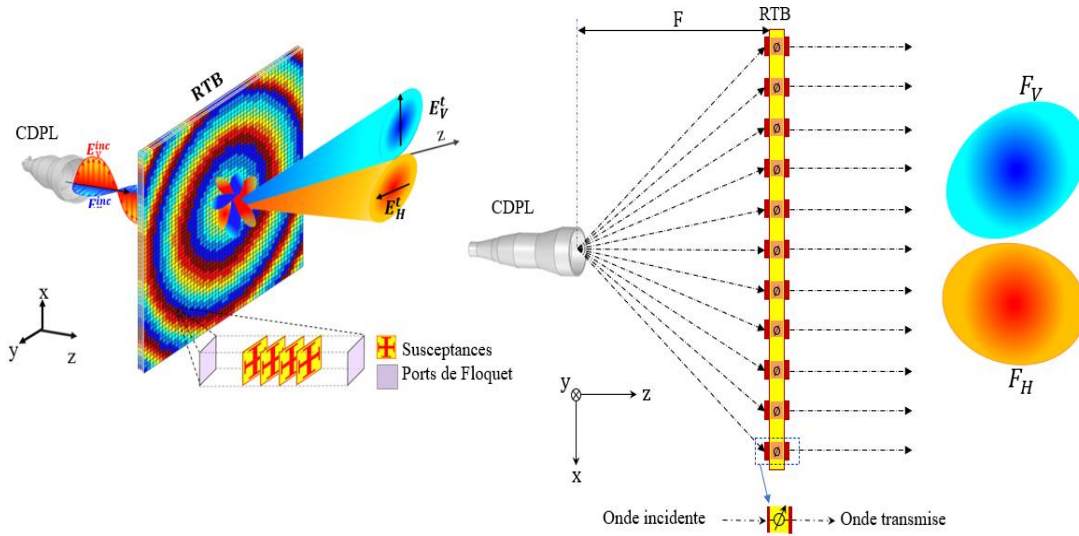


Figure 5.1 Réseau transmetteur bipolarisé RTB

En supposant que les éléments ont un facteur isotrope, le facteur d'élément $\vec{E}_e^{x/y}$ affectera peu le diagramme d'antenne qui sera dominé par le facteur de réseau. La relation entre $\vec{E}_{in}^{x/y}(m, n)$ et $\vec{E}_t^{x/y}(\theta, \varphi)$ est généralement liée par la méthode de la matrice de Jones et peut être exprimée sur les bases des polarisations linéaires par (5-2) :

$$\begin{pmatrix} \vec{E}_t^x \\ \vec{E}_t^y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tau_{xx}(m, n) & \tau_{xy}(m, n) \\ \tau_{yx}(m, n) & \tau_{yy}(m, n) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{E}_{in}^x \\ \vec{E}_{in}^y \end{pmatrix} \quad (5-2)$$

Cette matrice de transmission, représentée par le terme $T_e^{x/y}(m,n)$ dans (5.1), caractérise entièrement la cellule unitaire bipolarisé (CUB). Chaque terme de la matrice est complexe et peut être écrit en format phaseur, comme pour la composante (x, x) :

$$\tau_{x,x}(m,n) = |\tau_{x,x}(m,n)|e^{j\varphi_{cell}^{x,x}(m,n)} \quad (5-3)$$

Si on suppose une CUB idéale, i.e. sans pertes sans réflexion et sans polarisation croisée, alors les coefficients de transmission satisfont aux critères de transmission maximal $|\tau_{xx}| = |\tau_{yy}| = 1$ et de contre-polarisation nulle $|\tau_{yx}| = |\tau_{xy}| = 0$. Ainsi,

$$T_e^{x/y}(m,n) = \begin{pmatrix} e^{j\varphi_{cell}^{x,x}} & 0 \\ 0 & e^{j\varphi_{cell}^{y,y}} \end{pmatrix} \quad (5-4)$$

L'analyse des performances des CUBs dans le Chapitre 3 a montré que les pertes de puissance en polarisation croisées étaient de l'ordre de -60 dB en moyenne. Ce qui est très faible et valide l'hypothèse de $|\tau_{yx}| = |\tau_{xy}| = 0$. Cependant, les coefficients de transmission copolarisées seraient compris entre -0.32 dB à -1.5 dB pour la meilleure CUB et la moins bonne.

$$T_e^{x/y}(m,n) = \begin{pmatrix} \tau_{xx}\exp(j\varphi_{cell}^{xx}) & 0 \\ 0 & \tau_{yy}\exp(j\varphi_{cell}^{yy}) \end{pmatrix} \quad (5-5)$$

Le déphasage $\varphi_{cell}^{x/y}(m,n)$ requis à chaque élément de l'antenne à RTB qui produit un faisceau dans la direction (θ_b, φ_b) est donné par :

$$\varphi_{cell}^{x/y}(x_n, y_m) = k[d_{n,m} - \sin(\theta_b)\cos(\varphi_b)x_n - \sin(\theta_b)\sin(\varphi_b)y_m] \quad (5-6)$$

L'algorithme de synthèse de faisceau qui sera proposé à la section 5.3 prévoit alors un repositionnement systématique de cette meilleure cellule au centre du réseau pour un maximum de transfert de puissance là où le signal est le plus fort.

5.3 Synthèse de faisceaux en double polarisation orthogonales par holographie

Nous cherchons à déterminer les phases φ_{RTH}^{xx} et φ_{RTH}^{yy} qui permettent de synthétiser la forme de diagramme de rayonnement $\vec{E}_{out}^{x/y}(\theta, \varphi)$ spécifiée dans (5-1), sachant que la distribution du champ incident est fixée en amplitude et en phase. Il s'agit d'un problème inverse non-linéaire qui ne peut pas être résolu de manière directe et qui requiert une solution itérative basée sur des méthodes d'optimisation.

Les méthodes de synthèse de patron de rayonnement mentionnées dans [153-161] utilisent des algorithmes d'optimisation conventionnels (*alternate projection algorithm, quadratic programming, Convex Optimization...*). D'autres algorithmes d'optimisation globale tels que les algorithmes génétiques (GA : Genetic Algorithm) [162-167] et les algorithmes d'optimisation par essaims de particules (PSO : Particle Swarm Optimization) [166-169] sont aussi appliqués avec succès pour résoudre ce type de problème. En général, la complexité du calcul augmente considérablement avec le nombre d'éléments du RTB. Par conséquent, les techniques de synthèse conventionnelles utilisant des algorithmes d'optimisation locale ou globale ne sont généralement pas adaptées aux grands réseaux planaires. De plus, ces méthodes nécessitent un post-traitement supplémentaire afin de corriger les principaux inconvénients tels que les lobes latéraux élevés et les ondulations dans le faisceau principal [167].

L'algorithme de Gerchberg-Saxton (ou *GSA : Gerchberg-Saxton Algorithm*) est un algorithme de transformation de Fourier itérative (IFTA) beaucoup plus général et une méthode standard largement utilisée dans un large éventail d'applications pour la synthèse et l'optimisation de patron de rayonnement en champ lointain. Des travaux intéressants sur la conception de métasurfaces exploitant la méthode de synthèse holographique *GSA* ont été présentés dans [170-175]. Nous étendrons cette la méthode de synthèse holographique en l'appliquant à la conception de RTH. À partir de ce point, l'acronyme RTB sera remplacé par RTH pour réseau transmetteur holographique bipolarisé (ou en Anglais HTA : holographic transmitarray). La technique de synthèse développée s'appellera « méthode holographique à réseau transmetteur (ou MHRT) » et est également basée sur la *technique de synthèse de phase seulement (ou phase-only synthesis technique)*.

5.3.1 Description de la méthode de synthèse MHRT

Mise en contexte

Ce travail présente une approche nouvelle et efficace pour synthétiser un patron de rayonnement désiré. L'algorithme MHRT proposé ci-dessous (voir Figure 5.2) est une version modifiés de l'algorithme GSA traditionnel. Cette méthode MHRT permet de synthétiser tout type de patrons de rayonnement en tenant compte des propriétés (pertes d'insertion) des CUBs du RTH à chaque itération. Afin d'améliorer la résolution des patrons reconstruits dans la région visible du champ lointain, il est important de satisfaire les exigences du théorème d'échantillonnage de Nyquist, lorsqu'on utilise la fonction de la transformée de Fourier rapide (*FFT*) dans Matlab. Pour des considérations pratiques reliées aux limites des procédés de fabrication, la taille physique du réseau transmetteur à construire correspond à une grille 53x53 cellules. La taille de chaque cellule est de $0.2\lambda \times 0.2\lambda$ à la fréquence centrale d'opération (20 GHz).

Pour simplifier la discussion, supposons que le réseau ne soit qu'en une dimension, soit 53×1 cellules le long de l'axe x . Selon le théorème d'échantillonnage, une période de cellule de $\lambda/2$ permettrait de couvrir le spectre visible des nombres d'onde k_x en entier dans le champ lointain, soit $-2\pi/\lambda \leq k_x \leq 2\pi/\lambda$. Toutefois, il est bien connu que les structures périodiques comme les surfaces sélectives en fréquences présentent de meilleures stabilité en fonction des angles d'incidence si la période des cellules est réduite. Des cellules de taille réduite permettent aussi de réduire le couplage via les modes supérieurs de Floquet entre les couches d'une structure périodique multicouches. Ces considérations nous ont amené à concevoir le RTH avec des cellules périodiques de 0.2λ . La conséquence de ce choix est que lors du calcul du champ lointain à l'aide de la transformée de Fourier discrète, le résultat couvre un spectre de nombre d'onde 2.5 fois plus grand, soit $-5\pi/\lambda \leq k_x \leq 5\pi/\lambda$, qui excède le spectre visible servant à définir le diagramme de champ lointain de l'antenne. En d'autres mots, à cause de ce suréchantillonnage d'un facteur 2.5, seulement $53/2.5$ points du diagramme de rayonnement calculé seront représentés dans le spectre visible de k_x , le reste des points étant dans le spectre non visible correspondant aux ondes évanescentes.

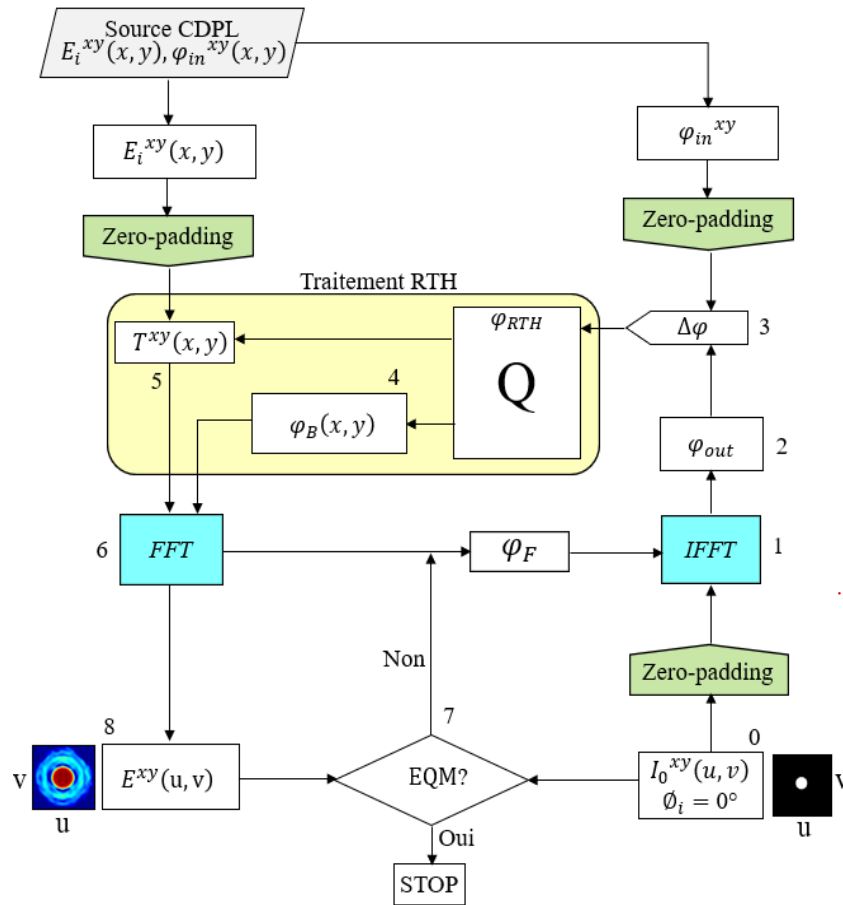


Figure 5.2 Organigramme de principe de l'algorithme MHR

Il en résulte une très mauvaise résolution du diagramme de rayonnement calculé, soit environ 21 points pour couvrir un intervalle d'angles d'observations compris entre $-\pi$ et $+\pi$. Afin d'augmenter le nombre de points dans le spectre visible du diagramme, il est possible d'agrandir la taille de l'antenne artificiellement, ce qui augmente le nombre d'échantillons. Pour l'antenne considérée ici, nous pouvons supposer que le champ dans le plan de l'antenne est nul à l'extérieur de la surface couverte par le RTH. Cette hypothèse est plausible car le diagramme de rayonnement du cornet tombe abruptement sur les côtés de l'antenne (voir Figure 6.1 et Figure 6.5).

De plus, il n'y a pas de compensation de phase à l'extérieur de la surface du RTH, donc le champ lointain provenant de cette région est plus diffus. Ainsi, en supposant un champ nul à l'extérieur de l'intervalle comprenant les 53 échantillons dans le plan du RTH, et en étendant l'intervalle des échantillons à 2.5×53 points séparés de 0.2λ (soit les 53 points réels sur l'antenne au centre, et 1.5×53 points de valeur nulle répartis également de part et d'autre de l'espace occupé par l'antenne),

une plus grande densité spectrale est obtenue. Il en résulte que 53 points se retrouvent dans le spectre visible des nombres d'onde, soit dans l'intervalle servant à calculer le diagramme de rayonnement de l'antenne. Ramenant ces considérations dans le contexte d'un réseau périodique à deux dimensions où l'intervalle visible du spectre est défini par la région circulaire définie par $\sqrt{k_x^2 + k_y^2} \leq 2\pi/\lambda$, la procédure de remplissage par des zéros permet d'augmenter le nombre de points dans le spectre visible de 1411 points à 8824 points environ. La résolution possible du diagramme de rayonnement synthétisé en sera grandement augmentée.

Similairement, le processus itératif nécessitera de calculer des transformées de Fourier discrètes inverses du diagramme de champ lointain pour déterminer le champ sur la surface du RTB. Afin que les champs ainsi calculés correspondent la taille réelle de l'antenne de 53x53 échantillons disposés avec une période de 0.2λ , il sera aussi nécessaire de faire du remplissage par des zéros de la région non visible du spectre, soit les valeurs correspondant au domaine $\sqrt{k_x^2 + k_y^2} > 2\pi/\lambda$. Notons finalement que dans les organigrammes et les résultats présentés, nous utilisons les cosinus directeurs u et v au lieu des composants k_x et k_y du vecteur d'onde (NB : $u \equiv k_x/k_0$ et $v \equiv k_y/k_0$).

Description de la procédure MHRT

La source d'illumination est l'intensité complexe de l'antenne cornet double mode pour laquelle nous ne considérons initialement que l'amplitude et sa phase du champ seront utilisées pour tenir compte de la distribution de phase réelle sur le réseau transmetteur.

Le processus de synthèse MHRT de la Figure 5.2, peut être résumé comme suit :

Étape 0 : Au début, on spécifie la distribution d'amplitude du patron de rayonnement désiré en champ lointain, soit $I_0(u, v)$. Une distribution de phase doit aussi être spécifiée pour le champ lointain. Comme celle-ci est sans intérêt, elle peut être spécifiée arbitrairement. Une phase constante, qui peut être initialisée à $\varphi_i = 0^\circ$ est un choix possible.

Étape 1 : On applique le remplissage de zéros (indiqué *zero padding* ou *ZP* à la Figure 5.4) sur la distribution de champ lointain, puis on effectue une transformée de Fourier inverse rapide (IFFT) pour obtenir la distribution de champ dans le plan de la source, aussi appelé plan objet.

Étape 2 : L'information d'amplitude de cette IFFT est ignorée car la distribution d'amplitude sera celle fournie par la source primaire et celle-ci ne peut être modifiée. La donnée utile à conserver est la distribution de phase φ_{out} .

Étape 3 : Cette phase φ_{out} dans le plan objet est comparée à la phase φ_{in} de la source primaire (CDPL) de référence. La différence $\Delta\varphi$, calculée pour chaque élément du RTH, correspond au déphasage que devrait introduire un RTH idéal pour obtenir le patron désiré en champ lointain. $\Delta\varphi = \varphi_{out} - \varphi_{in}$.

Étape 4 : Bien que les déphasages introduits par le RTH puissent être variés de façon continue sur chaque cellule dans un intervalle de 0 à 360°, nous n'utilisons en pratique qu'un nombre restreints d'états de phase pour simplifier l'étape de conception. Typiquement nous utilisons une quantification à 3 bits, c'est-à-dire 8 déphasages discrets allant de 0° à 315° par sauts de 45° (une quantification à 1 bit avec 2 états de phase est aussi utilisée). Les valeurs de $\Delta\varphi$ calculées à l'étape 3 doivent donc tout d'abord être arrondies au plus proche de ces 8 états possibles, correspondant à 8 CUBs. Cette opération est représentée par la fonction $Q(\Delta\varphi)$ dans la Figure 5.3. Le déphasage réellement introduit par le RTH est donc $\varphi_{RTH} \stackrel{\text{def}}{=} Q(\Delta\varphi)$.

Les pertes d'insertion du RTH ne sont pas parfaites dans chacun de ces CUBs. Afin de réduire les pertes de l'antenne, on impose que la cellule ayant les pertes d'insertion les plus faibles soit située au centre du RTH, là où le niveau d'illumination est le plus élevé. Donc, l'étape de quantification doit être suivie de l'addition d'une phase constante à tous les éléments pour satisfaire ce critère. Rappelons qu'ajouter une phase constante à tous les éléments d'un réseau ne modifie en rien la forme du diagramme de rayonnement de l'antenne. La distribution de phase objet réelle (*Backward phase*) φ_B est obtenue en ajoutant le déphasage du RTH φ_{RTH} à la phase de la source d'entrée CDPL, φ_{in} . $\varphi_B = \varphi_{RTH} + \varphi_{in}$. À ce point φ_B est φ_{out} corrigée.

Afin d'assurer l'utilisation de la distribution de phase réelle du RTH, le déphasage $\Delta\varphi$ est quantifié et ajustée pour positionner la meilleure cellule CUB au centre du réseau ($Q(\Delta\varphi)$), puisque celle-ci possède la plus faible perte d'insertion $T(x,y)$ au centre du RTH. La distribution de l'amplitude du champ complexe $\hat{E}(u,v)$ du CDPL est maximale au centre du réseau. Nous appellerons la phase du RTH ($Q(\Delta\varphi)$) φ_{RTH} . Les résultats de la fonction de quantification Q sont donc φ_{RTH} et $T(x,y)$.

Étape 5 : Suivant l'attribution d'un état de déphasage quantifié $\Delta\varphi$ à chacun des éléments du RTH à l'étape 4, il faut maintenant tenir compte des pertes d'insertion qui varie en fonction de le CUB

$$C(u, v) = I_0(u, v) \circ \exp(j\varphi_0(u, v)) \quad (5-8)$$

$$\mathcal{F}^{-1}\{C(u, v)\} = E_B(x, y) \circ \exp(j\varphi_B(x, y)) \quad (5-9)$$

$$\Delta\varphi = \varphi_i(x, y) - \varphi_B(x, y) \quad (5-10)$$

$$\varphi_B^c(x, y) = \Delta\varphi(x, y) + \varphi_i(x, y) \quad (5-11)$$

$$c(x, y) = E(x, y) \circ \exp(j\varphi_B^c(x, y)) \quad (5-12)$$

$$E(x, y) = E_i(x, y) \circ T(x, y) \quad (5-13)$$

$$\hat{E}(u, v) \circ \exp(j\varphi(u, v)) = \mathcal{F}\{E(x, y) \circ \exp(j\varphi_B^c(x, y))\} \quad (5-14)$$

Les chiffres en rouge dans le graphique correspondent aux équations (5-8) à (5-13) données ci-dessous. Le champ d'entrée initial $C(u, v)$ est formé en chargeant la distribution d'amplitude $I_0(u, v)$ du patron de rayonnement désiré avec $\varphi_0(u, v) = 0^\circ$ dans l'équation (5-10). Le code Matlab que nous avons développé suit fidèlement la formulation théorique des équations de synthèse MHRT regroupées de (5-8) à (5-13). La source primaire (CDPL) sera placée une distance focale de $F = 150$ mm du RTH pour valider la méthode proposée.

La taille physique du RTH de 53×53 éléments ($10.4\lambda \times 10.4\lambda$ à 20 GHz). Bien que la MHRT proposée fonctionne correctement à distances focales arbitraires, nous choisirons une distance F de 0.9λ qui permet de réduire l'illumination aux bords du RTH à -11 dB par rapport au niveau au centre. Les performances de la MHRT sont évaluées par la synthèse de trois diagrammes de rayonnement des faisceaux de forme circulaire ou elliptique, focalisés ou dépointés. La méthode de synthèse suit fidèlement la procédure décrite dans la section précédente.

La première ligne de la Figure 5.4 illustre la distribution de l'intensité du champ électrique 3D incident (amplitude et phase) RTH sur les 53×53 CUBs tandis que la seconde ligne montre les mêmes données insérées dans un réseau plus grand de zéros (*zero-padding*). Comme discuté précédemment, cette technique [172-175] permet d'améliorer la résolution du faisceau synthétisé dans la région visible du spectre de vecteurs d'onde.

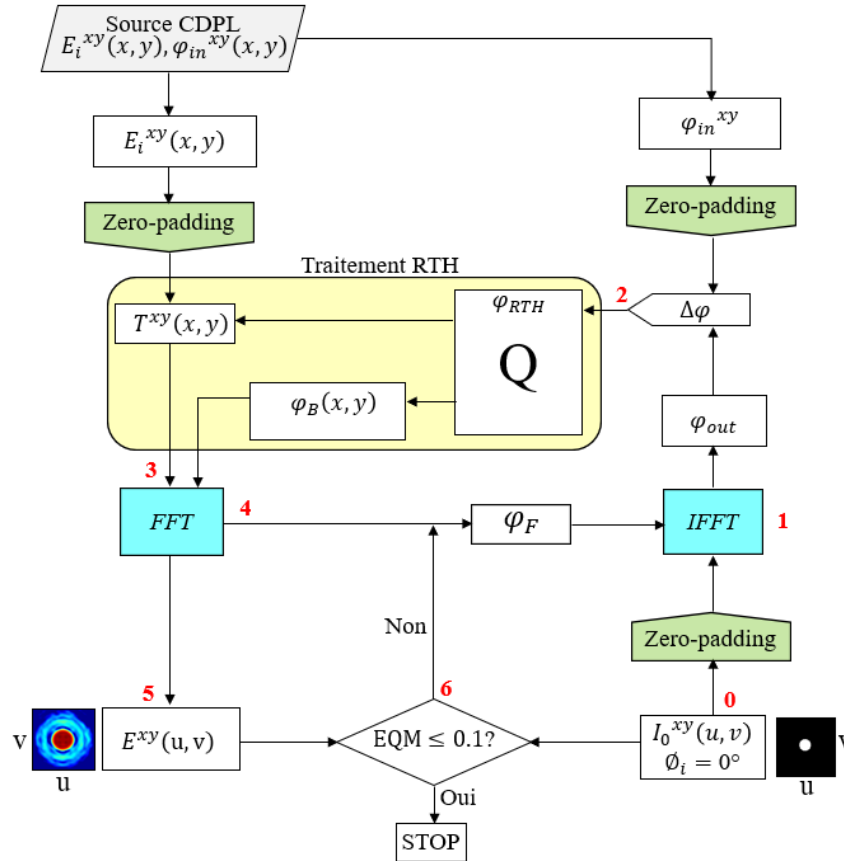


Figure 5.3 Mise en œuvre des équations de synthèse MHRT

Afin d'obtenir un patron de rayonnement précis, le RTH devrait être excité par une source primaire de haute qualité et de grande précision. Le CDPL devrait fournir une distribution du champ incident sur le RTH aussi symétrique que possible (amplitude et la phase) car une des raisons pour laquelle le patron de rayonnement présenterait une asymétrie est bien dû l'illumination non-symétrique de l'onde de référence incident sur le RTH. On doit aussi préciser que les pertes d'insertion des cellules sur le RTH affecteraient soit symétriquement ou asymétriquement l'amplitude de l'onde incidente, dépendamment du type de faisceaux réalisé, focalisé ou dépointé et avec un angle plus ou moins grand.

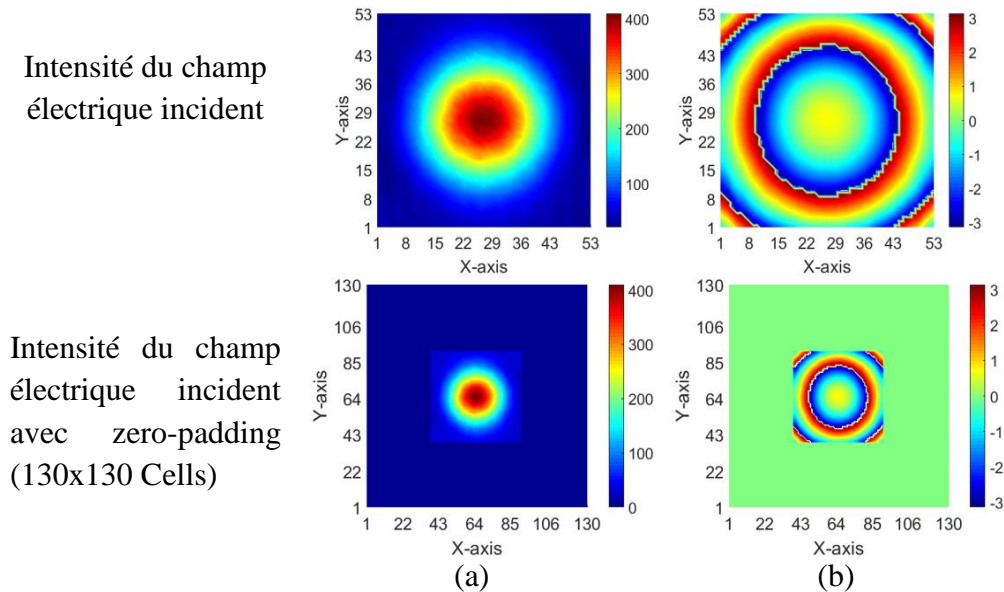


Figure 5.4 Distribution du champ électrique incident sur le RTH produit par l'antenne CDPL, simulé avec Ansys HFSS, (a) amplitude et phase pour un réseau de 53x53 (b) Même distribution, mais avec remplissage de zéros (*zero-padded*) pour augmenter la taille du réseau à 130x130 cellules

Exemples de Synthèse de faisceaux par la MHRT

Afin d'évaluer l'efficacité de la méthode holographique MHRT susmentionnée, nous allons réaliser trois types de RTHs (RTH#1, RTH#2, et RTH#3) générant chacun deux couvertures orthogonales (en polarisation horizontale et verticale). Les caractéristiques des faisceaux désirés sont présentées au Tableau 5.1. Une quantification de phase à 3 bits (i.e. 8 états de phase possibles) est utilisée dans ces exemples. Dans tous les cas, la fréquence de conception est considérée comme étant de 20 GHz et les dimensions physiques des RTHs sont de 163×163 mm, soit 53×53 cellules unitaires équidistantes.

L'antenne CDPL fonctionnant en bande Ka est utilisée comme source ponctuelle émettant les ondes de référence en polarisation horizontale et verticale alignées respectivement le long des axes x et y. Nous pouvons définir dans le Tableau 5.1 ci-dessous les régions de couvertures orthogonales (en polarisation horizontale et verticale) à réaliser par le RTH#1, RTH#2, et RTH#3. Ainsi, l'onde EM transmise en polarisation horizontale par l'antenne CDPL est alignée avec l'axe x (et sera appelée E_x) et l'onde EM transmise en polarisation verticale par l'antenne CDPL est alignée avec l'axe y (et sera appelée E_y).

Tableau 5.1 Régions de couvertures à réaliser par les RTH#1, RTH#2, et RTH#3

RTH	Régions à couvrir	
#1	$u = v = 0$, avec $\{F(u, v): u^2 + v^2 \geq 0,2^2\}$	Circulaire
#2	$\{F(u, v): (u + 0.25)^2 + v^2 \leq 0,2^2\}$	Circulaire
#3	$\{F(u, v): (u + 0.25)^2 + (v + 0.1)^2 \leq 0,2^2\}$	Elliptique

- ***RTH#1 : pour la formation de faisceaux circulaires orthogonaux et focalisés***

Le RTH#1 doit réaliser des faisceaux circulaires orthogonaux et focalisés désirés (masque du patron de rayonnement désiré) présentés dans la première ligne de la Figure 5.5 pour la polarisation horizontale (colonne (a)) et verticale (colonne (b)). Ce masque est une image binaire (noir et blanc : 0 et 1 où 1 représente le maximum) du patron désiré. Ce sont donc deux couvertures orthogonales concentriques de même taille puisque nous commençons ici par une synthèse MHRT simple.

Au niveau du RTH#1, la distribution de phase sera faite de CUBs isotropes et possèdent une symétrie de rotation de 90° . On pourrait bénéficier d'une meilleure polarisation croisée pour le RTH#1 puisque d'après l'étude des CUBs au chapitre la valeur moyenne de la polarisation croisée est inférieure à -60 dB. Toutefois des faisceaux concentriques orthogonaux de tailles différentes nécessiteraient des CUBs anisotropes. La seconde ligne de la Figure 5.5 présente le patron de rayonnement normalisé obtenus avec synthèse MHRT pour la polarisation horizontale (colonne (a)) et verticale (colonne (b)). La troisième ligne présente la distribution de phases nécessaire au RTH $\varphi_F(^\circ)$, générée par la MHRT pour les faisceaux désirés dans la polarisation horizontale (colonne (a)) et verticale (colonne (b)). Le niveau de SLLs est inférieur à -30 dB.

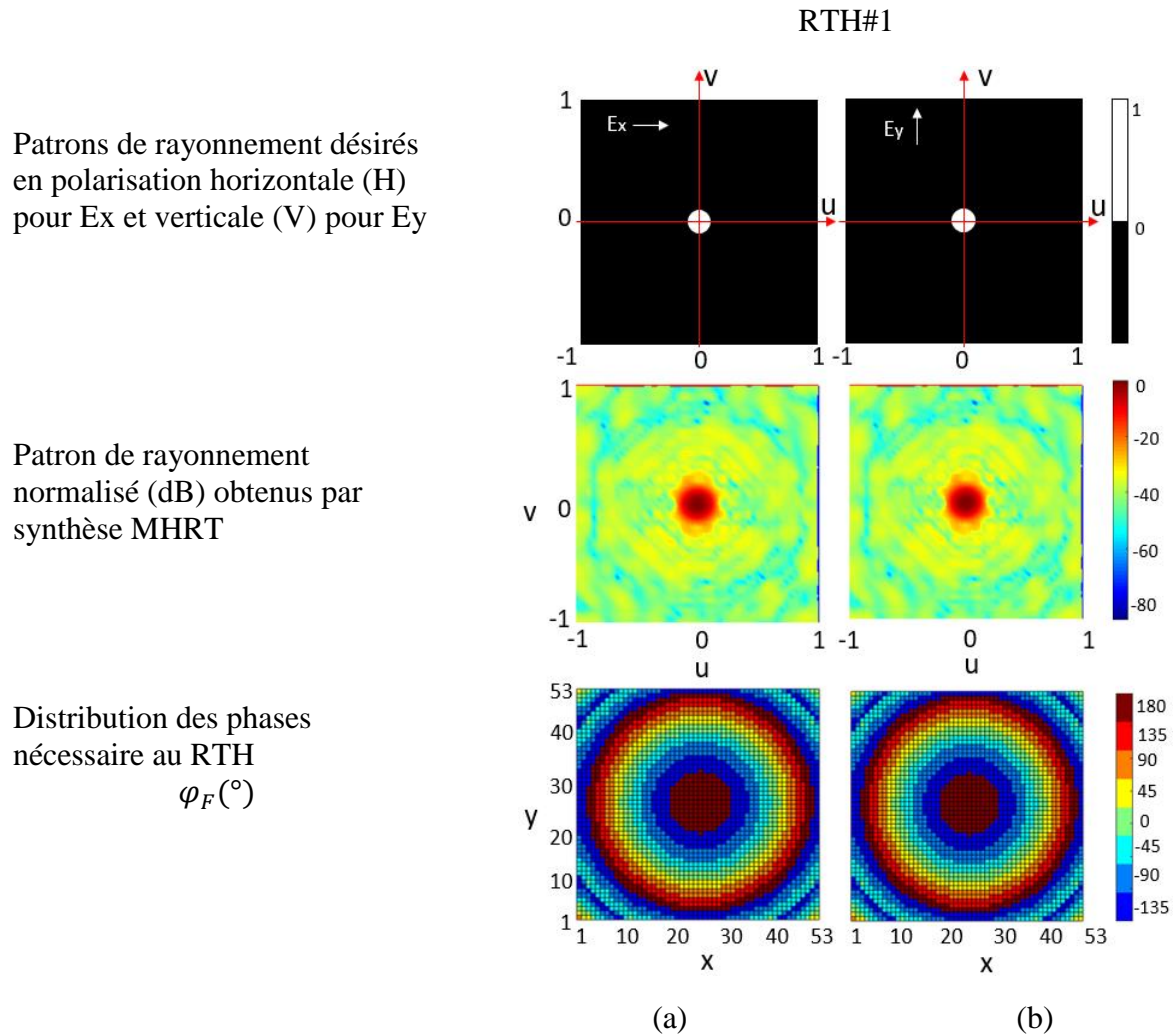


Figure 5.5 Synthèse MHRT de deux faisceaux circulaires focalisées en champ lointain, rayon $r=0.1$: colonne (a) en polar H et colonne (b) en polar V

Bien qu'aucun critère n'ait été défini pour les SLL et les ondulations sur le faisceau principal une analyse sera proposée sur les performances de la méthode dans la section suivante. La Figure 5.6 représente la distributions des pertes d'insertion (PI) relatives aux CUBs obtenues par la MHRT sur le RTH#1. On rappelle que selon la MHRT, la meilleure CUB (à PI faibles) est toujours repositionnée au centre du RTH à chaque itération de la synthèse la MHRT. Ceci permet d'assurer une transmission maximale de puissance.

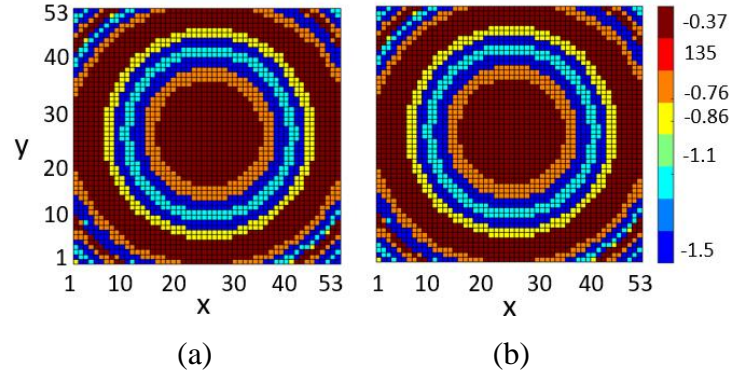


Figure 5.6 Distributions des pertes d'insertion (PI) relatives aux CUBs pour faisceaux circulaires focalisés, $r=0.1$: colonne (a) polar H et colonne (b) polar V

- ***RTH#2 : pour la formation de faisceaux circulaires orthogonaux et dépointés***

Le RTH#2 doit réaliser des faisceaux circulaires orthogonaux et dépointés désirés (masque du patron de rayonnement désiré) présentés dans la première ligne de la Figure 5.7 pour la polarisation horizontale (colonne (a)) et verticale (colonne (b)). Ce masque est une image binaire (noir et blanc) du patron désiré. Ces deux couvertures orthogonales de même taille sont dépointées d'un angle de $\pm 10^\circ$ dans les polarisations H et V. Au niveau du RTH#2, la distribution de phase sera faite de CUBs isotropes. On pourrait bénéficier d'une meilleure polarisation croisée pour le RTH#1 puisque d'après l'étude des CUBs au chapitre la valeur moyenne de la polarisation croisée est inférieure à -60 dB. La seconde ligne de la Figure 5.7 présente le patron de rayonnement normalisé obtenu avec synthèse MHRT pour la polarisation horizontale (colonne (a)) et verticale (colonne (b)). La troisième ligne de la Figure 5.7 présente la distribution de phases nécessaire au RTH $\varphi_F(^{\circ})$, générée par la MHRT pour les faisceaux désirés dans la polarisation horizontale (colonne (a)) et verticale (colonne (b)).

Comme pour le RTH#1, le niveau de SLLs est inférieur à -32 dB. On pourrait s'attendre à ce que les faisceaux dépointés ne génèrent pas plus de SLL que pour les faisceaux focalisés discutés précédemment mais seront plutôt affectés par d'autres critères que nous discuterons ultérieurement.

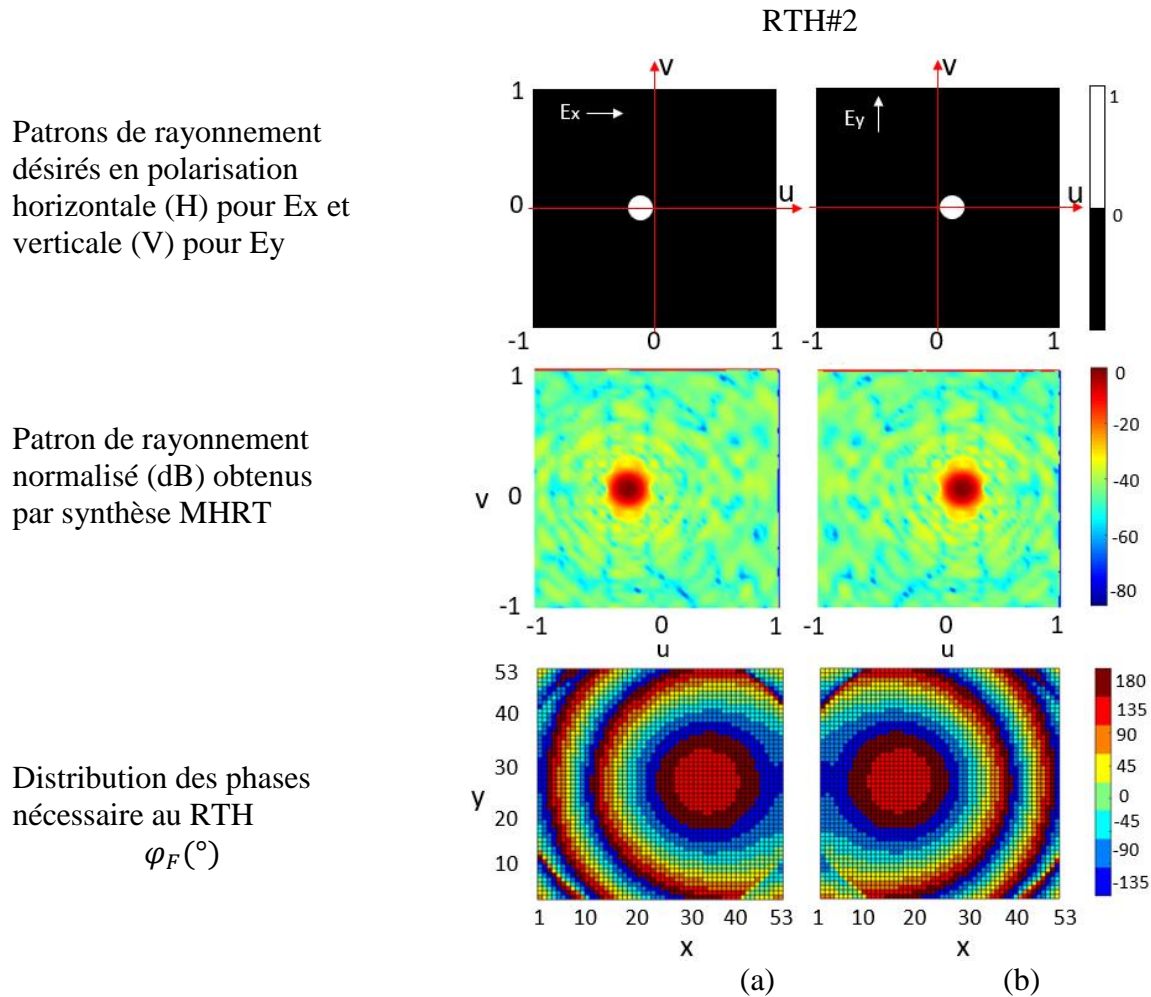


Figure 5.7 Synthèse MHRT de doubles faisceaux dépointés de rayon $r = 0.1$: (a) faisceau dépointé à -10° polar H et (b) faisceau dépointé à $+10^{\circ}$ polar V, dans le plan $u = 0.1$ et $v = 0$

Dans tous les cas, le rayon des faisceaux désirés dans le plan uv est fixé à $u = 0.1$, ce qui correspond à un cône avec un demi-angle d'ouverture de 5.22° d'ouverture en champ lointain. On peut voir que la taille des faisceaux obtenus par synthèse est similaire à celle des faisceaux désirés, et que pour le RTH#2 il y a bien un décalage des directions principales sur l'axe u . Les largeurs de faisceaux à -3dB le long de l'axe u sont de 7.7° degrés et 7.3° pour les deux faisceaux respectivement, ce qui est comparable à la valeur désirée de 0.182 (i.e. $2r$). Le niveau des lobes secondaires est fortement dépendant du nombre d'états de phase utilisé et de la taille du patron désiré.

Les effets des quantifications de phase de 1 bit et 2 bits seront étudiés dans la sous-section suivante. La Figure 5.8 représente la distributions des pertes d'insertion (PI) relatives aux CUBs obtenues par la MHRT sur le RTH#2.

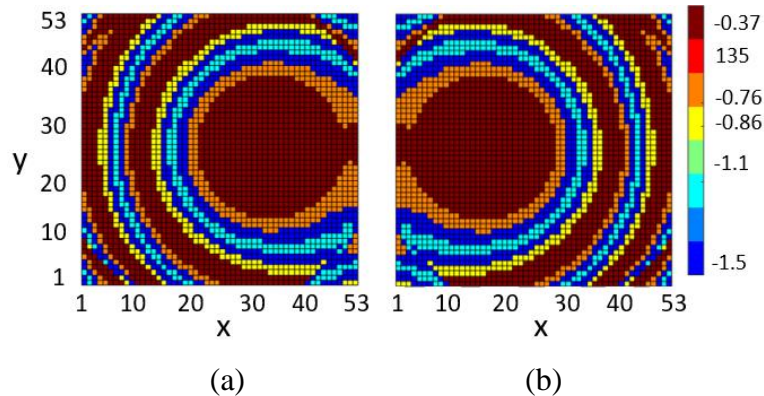


Figure 5.8 Distributions des pertes d'insertion (PI) relatives aux CUBs pour faisceaux circulaires dépointés, $r=0.1$: colonne (a) en polar H et colonne (b) en polar V

Ici encore, pour une transmission maximale de puissance, la MHRT positionne la meilleure CUB (à PI faibles) au centre du RTH#2 à chaque itération de la synthèse la MHRT. Le masque (image binaire) des patrons de rayonnement désirés en champ lointain présentés dans la première ligne de la Figure 5.9 pour la polarisation horizontale (colonne (a)) et verticale (colonne (b)). Ce masque du patron désiré est une image binaire (0 et 1) d'entrée du MHRT.

- ***RTH#3 : pour la formation de faisceaux elliptiques orthogonaux et dépointés***

Le RTH#3 est conçu pour réaliser la formation de faisceaux sectoriels à contours elliptiques et dépointés. Ces deux couvertures elliptiques orthogonales de même taille sont dépointées d'un angle de $\pm 10^\circ$ dans les polarisations H et V. La seconde ligne de la Figure 5.9 présente les patrons de rayonnement normalisé obtenus avec synthèse MHRT pour la polarisation horizontale (colonne (a)) et verticale (colonne (b)).

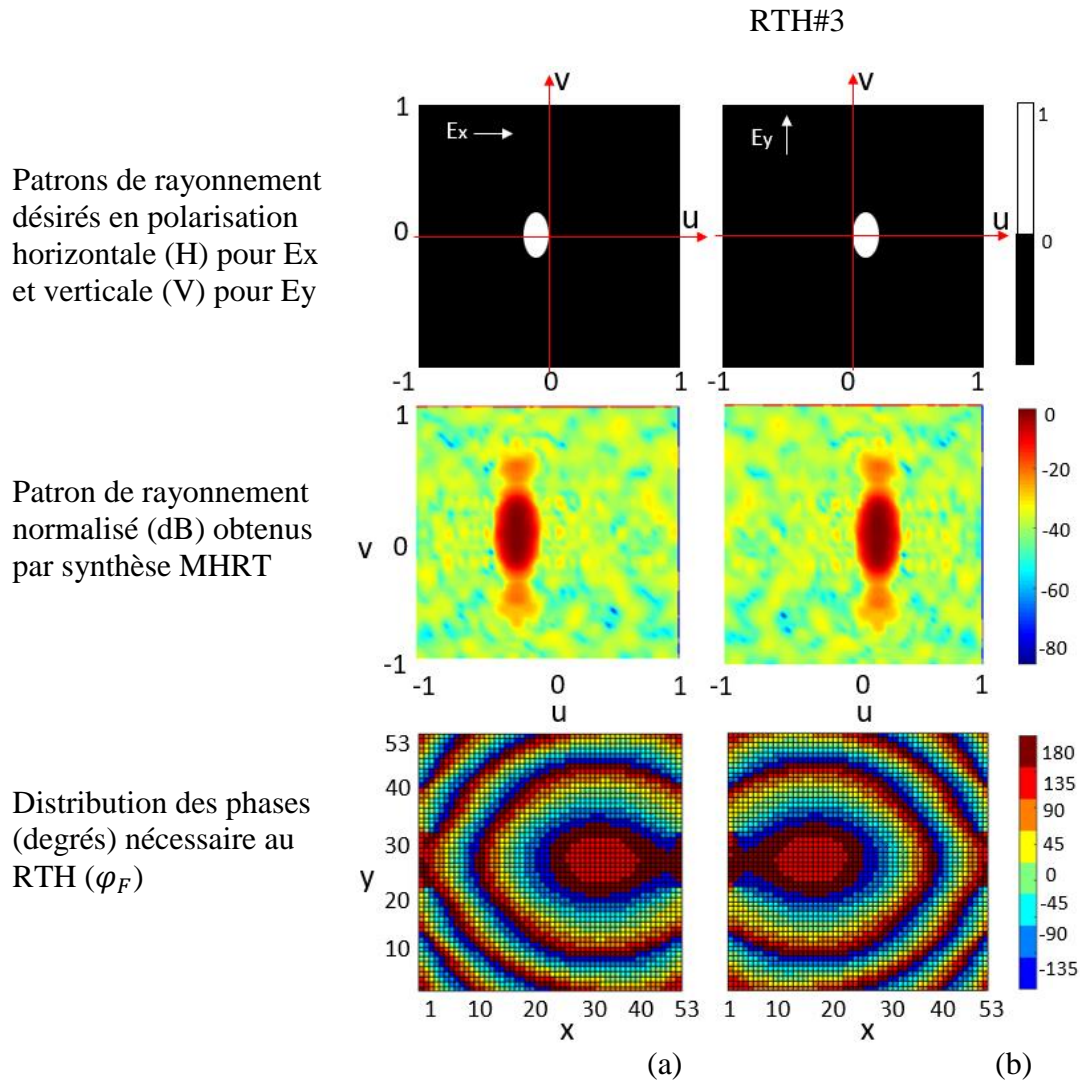


Figure 5.9 Deux: Faisceaux sectoriels elliptiques à polarisations orthogonales, masques (0,1),
 Patrons et phases désirés pour faisceaux dépointés à $\pm 10^\circ$ (a) en polar H et (b) polar V

La troisième ligne 3 présente la distribution de phases nécessaire au RTH $\varphi_F(^{\circ})$, générée par la MHRT pour les faisceaux elliptiques désirés dans la polarisation horizontale (colonne (a)) et verticale (colonne (b)). Comme pour le RTH#1, le niveau de SLLs est inférieur à -24 dB. La synthèse du patron de rayonnement de faisceaux dépointés utilise les distributions de phase montrées à la Figure 5.8 (colonnes (a) et (b)). Les largeurs de faisceau à -3 dB dans les directions pour le faisceau centré et les faisceaux dépointés sont respectivement de 10.66° sur l'axe u et 29.5° sur l'axe v , alors que les valeurs désirées spécifiées lors de la synthèse étaient plutôt de 0.1 et 0.12. Les niveaux de lobes secondaires sont d'environ -30 dB sur les plans u et v .

5.3.2 Analyse de performance de la MHRT

La performance de la méthode MHRT proposée peut être évalué à travers un certain nombre de critères tels que récapituler dans le Tableau 5.1:

- La forme, la taille du faisceau désiré et le niveau de lobes secondaires SLL par rapport au nombre de bit de quantification (voir Figure 5.10).
- La convergence et l'erreur quadratique moyen EQM, voir Figure 5.15

La distribution de phase appliquée sur les CUBs du RTH est quantifiée soit à 1 bit, 2 bits ou 3 bits. Cette fonction est opérée par l'opérateur Q dans les Figure 5.2 et Figure 5.3. La Figure 5.10 présente les résultats de synthèse des patrons de rayonnement pour ces trois cas, pour la cas d'un patron désiré sectoriel circulaire de rayon $r = 0.1$ et non dépointé dans le plan uv . La Figure 5.10 est une vue en coupe des patrons obtenus dans le plan $v = 0$ pour les trois niveaux de quantification, mais pour des faisceaux désirés de rayons différents, soit $r = 0.1$, $r = 0.21$ et $r = 0.25$, du faisceau sectoriel. Les faisceaux mettent en évidence les effets de la quantification de phase sur le RTH pour des patrons de rayonnement quand la taille du faisceau sectoriel augmente. Pour le faisceau le plus étroit ($r=0.1$) l'imprécision de la phase conduit à des niveaux de lobes secondaires plus élevés, allant de -20 dB à -40 dB environ en passant de 1 bit à 3 bits.

Dans les trois cas, on remarque qu'il n'est pas possible de synthétiser un profil plat du lobe principal lorsqu'on fixe $r=0.1$. Ceci est une conséquence de la taille électrique limitée de l'antenne et non du la quantification. On observe également que pour la quantification à un bit, il n'a pas été possible de synthétiser un patron à profil plat, ni même à obtenir une largeur de faisceau proche de la largeur désirée. Avec 3 bits, la Figure 5.11c démontre que l'erreur de phase réduite permet d'aplatir la forme du faisceau principal, et d'obtenir un meilleur niveau de SLL par rapport aux cas 1 et 2 bits pour le même rayon r . Les types de RTHs synthétisés pour les faisceaux sectoriels circulaires centrés ou dépointés, ou encore les faisceaux elliptiques dépointés seront réalisés et démontrés dans des simulations EM *full-wave* de HFSS dans le chapitre 6.

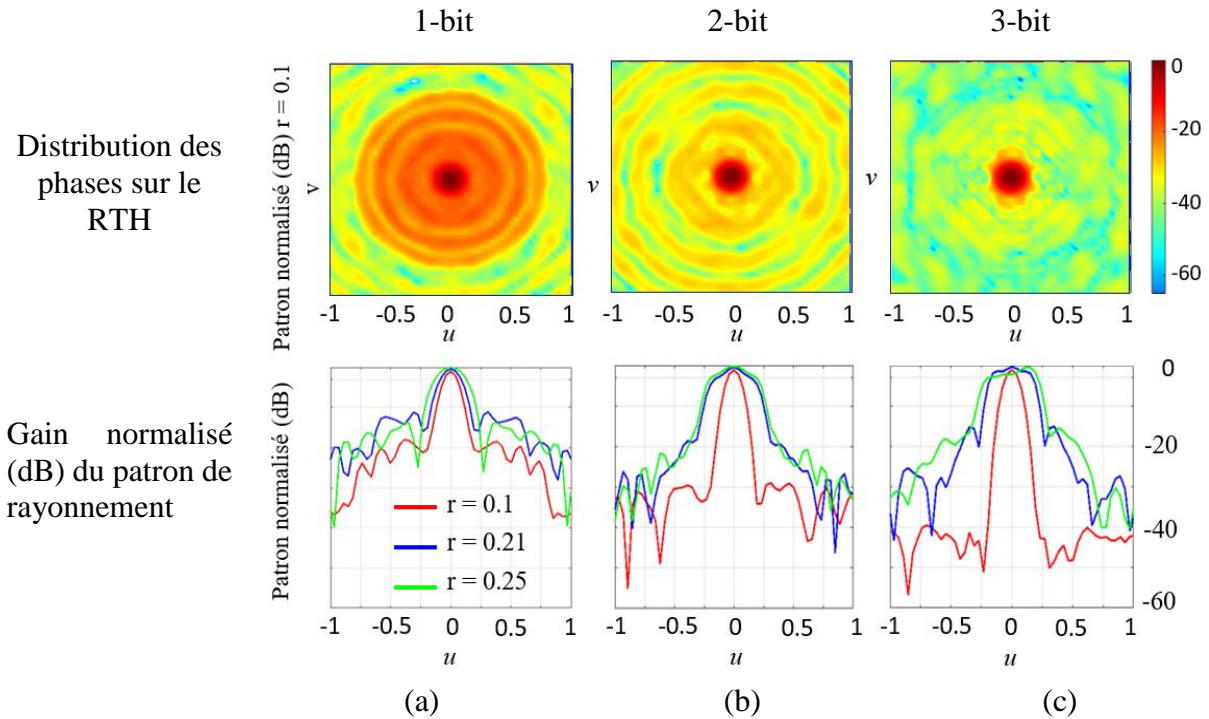


Figure 5.10 Effet de la quantification de phase sur le RTH pour des patrons de rayonnement (a) 1 bit (b) 2 bits, et (c) 3 bits dans le plan uv avec un rayon $r=0.1$

Les performances de l'algorithme MHRT développé peuvent être évaluées en analysant la convergence de l'erreur quadratique moyenne (EQM) calculée pour chacune des 3 niveaux de quantification de phase utilisés et pour les différentes tailles des patrons désirés.

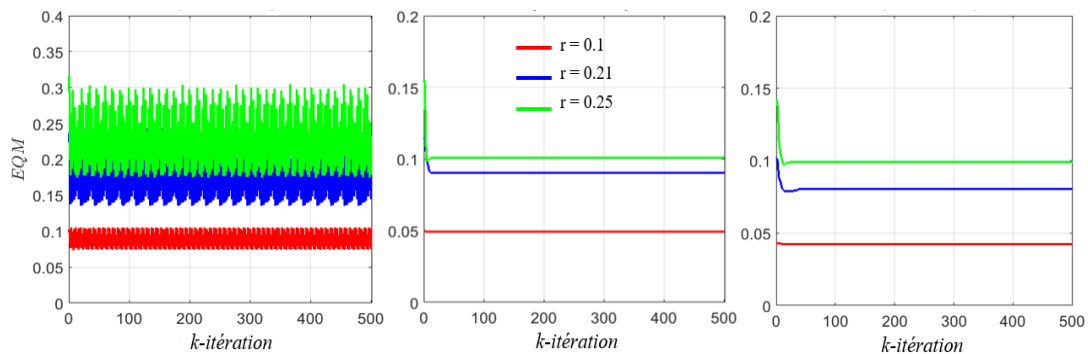


Figure 5.11 Effet de la quantification de phase sur la convergence de l'algorithme MHRT, EQM (a) 1 bit (b) 2 bits, et (c) 3 bits avec des rayons $r=0.1$, $r=0.21$ et $r=0.25$

La Figure 5.11 démontre que la quantification phase à 1-bit présente un comportement oscillatoire (instable, non convergence) de l'erreur quadratique moyenne (EQM) autour d'une valeur moyenne élevée tandis que les de quantification à 2 ou 3 bits montrent une convergence rapide avec une EQM qui converge vers une valeur stable et inférieure à l'EQM de à 1-bit quantification. Par conséquent, pour obtenir une meilleure efficacité de synthèse de patron de rayonnement, nous préconisons d'appliquer l'algorithme avec la quantification à 3bits.

La Figure 5.11 montre aussi que la valeur d'EQM atteinte après plusieurs itérations augmente lorsque la largeur du faisceau désiré augmente. Ceci est simplement dû au fait qu'il s'agit ici d'erreur absolue et non relative. Les faisceau plus large ayant des valeurs de champ rayonné plus élevés en moyenne, il est normal d'avoir une erreur plus grande, même pour une même erreur relative.

Dans le Tableau 5.2, les crois (x) rouges indiquent les mauvais cas tandis que les crochets de couleurs vertes (v) indiquent les meilleurs cas. Ce Tableau récapitule les performances de l'algorithme MHRT proposé relatives aux effets de la quantification de phase et de la largeur du faisceau sur le patron de rayonnement désiré. Ces données permettent une prédiction des résultats attendus selon la convergence EQM, la quantification de phase choisie, la taille du motif et le niveau de lobes secondaires correspondantes.

Tableau 5.2 Récapitulation des performances de la synthèse de patrons avec la MHRT

Niveau de quantification N Bit	Rayon	SLL (dB)	EQM	Observations
1	0.1	-18	0.1	✗ ✗
	0.21	-13	0.17	✗ ✗ ✗
	0.25	-11	0.27	✗ ✗ ✗
2	0.1	-30	0.05	✓ ✓
	0.21	-21	0.09	✓ ✓
	0.25	-18	0.1	✓ ✓
3	0.1	-41	0.04	✓ ✓ ✓
	0.21	-15	0.08	✓ ✓ ✓
	0.25	-15	0.098	✓ ✓ ✓

5.4 Conclusion

La MHRT proposée dans ce chapitre pour la synthèse de RTHs est une version modifiée de l'algorithme de GSA conventionnel en incluant les effets dus aux cellules unitaires bipolarisées (CUBs) conçues aux du chapitre 3. Ces RTHs sont synthétisés et optimisés grâce à l'algorithme MHRT afin de réaliser des faisceaux orthogonaux indépendant dans les deux polarisations H et V respectivement. La MHRT est capable de synthétiser des motifs arbitraires (faisceaux plats ou minces) grâce à la précision de la transformée de Fourier rapide dans un réseau densifié avec la technique de zéro-padding. La MHRT permet de contrôler la largeur du faisceau à mi-puissance (*HPBW* : *Half power beamwidth*) dans les directions indépendantes grâce aux cellules unitaires bipolarisées anisotropes développées. La méthode implémente aussi les pertes d'insertions des cellules unitaires et améliore également son efficacité en repositionnant les meilleurs cellules (cellules faibles pertes) au centre du réseau transmetteur. Les exemples de synthèse de patron de rayonnement des faisceaux montrent une convergence rapide de la méthode avec un niveau des lobes secondaires de -30 dB pour une quantification à 3 bits. Des fonctions supplémentaires pour contrôler et contraindre les lobes secondaires ne sont donc pas nécessaires.

CHAPITRE 6 CONCEPTION D'UNE ANTENNE A RESEAU TRANSMETTEUR A DOUBLE COUVERTURE ORTHOGONALES EN POLARISATIONS CIRCULAIRE GAUCHE ET DROITE

6.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons concevrons un système d'antenne à double faisceaux orthogonaux en polarisation circulaires (ADFO-PC). Les performances du concept proposé seront validées par des prototypes fabriqués et mesurés expérimentalement en bande K centrée à 20GHz.

Le développement de ce système d'ADFO-PC comprend deux étapes :

- La conception d'un système d'antenne à double faisceaux orthogonaux en polarisation linéaire (ADFO-PL) horizontale et verticale. L'ADFO-PL est constitué de la source CDPL devant lequel est placé un RTH.
- L'intégration du polariseur circulaire (PC-CJG) avec le système d'ADFO-PL pour obtenir les deux faisceaux orthogonaux et indépendants en polarisation circulaires. Le PC-CJG est alors placé juste derrière le RTH à une distance d'un quart d'onde de ce dernier.

Nous démontrerons aussi les performances du système proposé en termes d'orthogonalité, d'isolation et contrôle des largeurs de faisceau à mi-puissance (*HPBW : Half Power BeamWidth*), c'est-à-dire $HPBW_x$ pour le faisceau dans la polarisation H et $HPBW_y$ pour le faisceau dans la polarisation V).

Dans un premier temps, des RTHs de petites tailles ($4,2\lambda \times 4,2\lambda$ à $f=20\text{GHz}$) synthétisant des patrons de rayonnement identiques dans les deux polarisations H et V. Les résultats de simulations numériques avec l'outil EM HFSS seront validés et comparés aux mesures expérimentales. Par la suite, un prototype RTH de plus grande taille (53×53 CUBs : $11\lambda \times 11\lambda$) permettra de synthétiser des doubles faisceaux orthogonaux plus minces et directifs dans les deux polarisations H et V. Finalement, ce dernier RTH de 2809 CUBs sera considéré comme le prototype final pour la conception du système d'ADFO-PL auquel nous associerons le PC-CJG réalisé au chapitre 4 pour obtenir le système d'ADFO-PC qui assurera la transmission de double couvertures radios orthogonales et indépendantes, en polarisation circulaire gauche (PCG) et droite (PCD).

6.2 Conception de RTH avec HFSS

6.2.1 La source de référence CDPL

La source de référence est une antenne cornet double polarisation linéaire (CDPL) développé avec l’outil de simulation EM HFSS comme présenté dans la Figure 6.1. La distribution de champs électriques complexes incidents (amplitudes et phases) nécessaire pour la synthèse de patron de rayonnement sera obtenue à partir de ce modèle numérique et utilisée comme données d’entrée de la MRTTH discutée au chapitre 5.

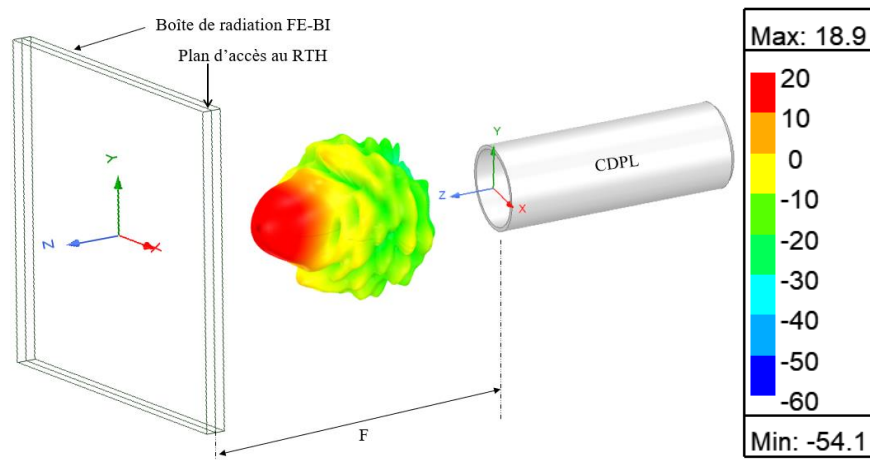


Figure 6.1 Modèle HFSS du cornet CDPL de référence

La source primaire (CDPL) est l’un des composants essentielles du système d’antenne à RTH à double couvertures c’est-à-dire l’ADFO-PL. Elle est conçue à partir d’une antenne cornet circulaire double modes connectée à un transducteur de modes orthogonaux (OMT : Ortho-Mode Transducer) grâce à une transition de guide d’onde rectangulaire-vers-circulaire qui a été développée en impression 3D. Cette source de référence a été conçue et caractérisée expérimentalement au laboratoire de recherche Poly-Grames comme le montre la Figure 6.2. L’OMT est également un composant important, qui sépare les modes orthogonaux TE dans le guide d’ondes circulaire (provenant du cornet) dans deux ports d’accès WR-42 séparés. Deux transitions de WR-42 à ligne coaxiale (en connecteurs K) sont ensuite introduites sur chaque port. Les distributions des champs incidents \vec{E}_{inc}^x et \vec{E}_{inc}^y (équations (5.1) et (5.2)) du CDPL devant illuminer le RTH sont obtenues par simulation sont exportés et utilisés dans l’algorithme de synthèse MRTTH implémenté dans

Matlab. \vec{E}_{inc}^x est le champ en polarisation horizontale alors que \vec{E}_{inc}^y est le champ en polarisation verticale. On s'assure que les deux modes activés soient bien alignés analytiquement par rapport aux axes x et y dont l'origine est au centre de l'ouverture.

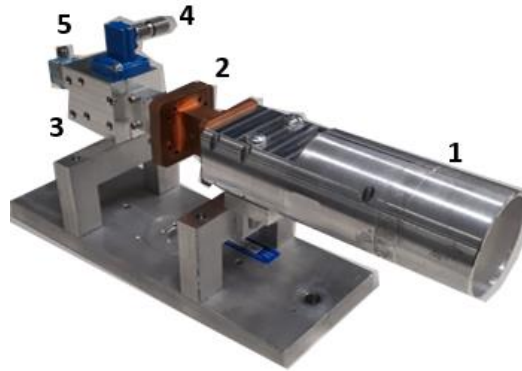


Figure 6.2 Cornet de référence (CDPL) assemblé, (1) antenne cornet, (b) transition carré-circulaire, (3) OMT, (4) entrée, polar H, (5) entrée, polar V

Un système de coordonnées relatif est aussi utilisé (voir Figure 6.1) pour contrôler la position du RTH par rapport au CDPL (ie : distance focale).

Les diagrammes des champs non normalisés du CDPL seul simulé dans l'outil simulation EM pleine-onde HFSS (Figure 6.3a à Figure 6.3b) et mesurés (Figure 6.3c à Figure 6.3d). Ces champs du mesurés sont compensés par la différence de gain d'antenne standard (*SGH* : *standard gain Horn*) mesuré dans les mêmes conditions dans la chambre anéchoïque. Dans chaque graphe, on identifiera les courbes dans le plan H ($\varphi=0^\circ$) et celles dans le plan V ($\varphi=90^\circ$) chacune des polarisation H et V comme indiquées dans le Tableau 6.1. Ce tableau fait le résumé de l'ensemble des graphes de la Figure 6.3. La Figure 6.3a présente les champs transmis par le CDPL en polarisation horizontale dans le plan H (courbe bleue) et plan E (courbe rouge). La Figure 6.3b illustre les champs transmis par le CDPL en polarisation verticale dans le plan E (courbe violette) et H (courbe verte). Les courbes en pointillées sur ces figures indiquent le niveau de polarisation croisée relativement à leurs couleurs. Ces résultats de simulation montrent des patrons de rayonnement avec des gains maximums de 19.8 dB pour les deux polarisations. Les niveaux de polarisations croisées est d'environ 35 dB. Les niveaux des lobes secondaires simulés et mesurés atteint -20 dB. Ces résultats simulés du gain, d'isolation moyen XPD entre les deux ports et de SLL

sont satisfaisants dans les deux polarisations. On peut s'attendre à ce que leurs effets soient négligeables sur les patrons de rayonnement à synthétiser. Pour les champs copolarisés mesurés dans la polarisation H (Figure 6.3c), les patrons de rayonnement présentent des gains maximums de 10.8 dB dans les deux plans E et H tandis que dans la polarisation V (Figure 6.3d) les gains maximums sont de 7.25 dB les plans E et H. Cependant, deux anomalies majeures sont à relever dans ces mesures expérimentales. La première est la différence d'environ 9 dB entre le gain maximum simulé dans HFSS et le gain maximum mesuré expérimentalement. Cette anomalie est liée des perturbations du système de mesure qui était très instable.

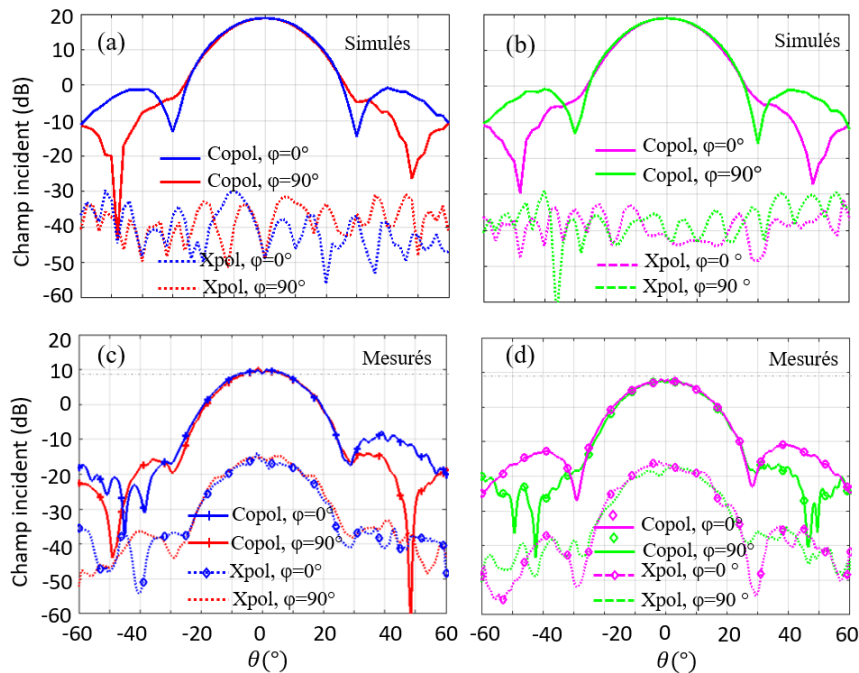


Figure 6.3 CDPL simulés et mesurés : champs incidents \vec{E}_{inc}^x et \vec{E}_{inc}^y (copolarisés et contra-polarisés) pour la (a-c) polar H et (b-d), polar V

Ce problème n'a pu être corrigé que bien très tard en remplaçant l'ensemble du circuit d'émission/réception du système de mesure dans la chambre anéchoïque avec un nouveau système d'émission/réception. Les annexes à B5 (Figure B.1 à Figure B.5) les caractérisations des patrons de rayonnement du CDPL simulé dans HFSS (annexes, Figure B.1, Figure B.4 et Figure B.5) et les patrons de rayonnement du CDPL fabriqué dont les mesures expérimentales avec l'ancien système de mesure (voir annexes Figure B.2 et Figure B.4) ainsi que les mesures expérimentales quand le

nouveau système de mesure a été installé (annexes Figure B.3 et Figure B.5). Mais, nous n'avons eu le temps de reprendre l'ensemble des mesures expérimentales des prototypes RTH fabriqués en utilisant le nouveau système de mesure dont les mesures présentées en annexes Figure B.3 et Figure B.5 satisfaisant (amplitudes de gains à chaque fréquence) sont en accord avec les mesures simulées du CDPL. La dispersion fréquentielle créée par l'instabilité du premier système de mesure (Figure B.2 et Figure B.4) affectera la réponse en fréquence des prototypes RTH mesurés comme le verrons dans l'analyse de la réponse en fréquence du gain mesurés. En plus, ce problème, nous relevons dans le Tableau 6.1, une différence de gain maximum de 2.5 dB entre les patrons de rayonnement mesurés en polarisation H et ceux en polarisation V dans les plans E et H.

Ce problème dénote une asymétrie entre les ports horizontal et vertical. Une investigation de la source CDPL en caractérisant ses différent composants séparément a relevé des pertes par réflexion (paramètres S_{11}) dans le port vertical dans la bande de fréquences de 20 à 22 GHz. L'annexe Figure C.1 présente la technique de caractérisation des S_{11} de l'OMT et de la transition guide d'onde rectangulaire-circulaire. Le niveau de polarisation croisée XPD à Figure 6.3(c-d) atteint 20 dB dans les deux polarisations et pourrait avoir effets non négligeables sur les patrons de rayonnement mesurés. Les ondulations rapides dans le sommet des champs mesurés pourraient être causées par les imperfections de l'OMT qui génèreraient des multiples réflexions à l'intérieur du cornet comme nous l'avons expliqué précédemment.

L'analyse qualitative du patron de montre que les largeurs de faisceaux à mi-puissance (HPBW) sont quasiment identique entre les faisceaux mesurés et simulés. On dénote un bon accord surtout sur les lobes principaux avec une largeur de faisceau à mi-puissance simulée d'environ 23.5° alors que celle mesurée est de 22.5° . Le plus grand problème se présentera dans l'analyse des résultats expérimentaux étant donné que l'instabilité fréquentielle du système de mesure est aléatoire et imprévisible, pouvant ainsi causer des difficultés de comparaison ces résultats avec les patrons de rayonnement simulés. Nous décidons quand-même de travailler avec cette source de référence qui est très satisfaisante malgré des améliorations possibles. Le niveau de contre-polarisation sont d'environ 30 dB (Figure 6.3). Ce niveau d'isolation XPD entre les deux polarisations linéaires indique une bonne orthogonalité entre une onde polarisée horizontalement et une onde polarisée verticalement.

Par ailleurs, la Figure 6.4 illustre la réponse en fréquence des paramètres S de la source CDPL mesurée à ses deux ports d'accès de l'OMT. L'analyse des coefficients de réflexion S_{11}^{xx} en polarisation H et S_{11}^{yy} en polarisation V donne une idée de la bande passante opérationnelle du CDPL. On rappelle que notre bande d'intérêt dans ce projet est de 18 GHz à 22 GHz centrée à 20 GHz. La bande d'adaptation (pertes de retour S_{11} supérieures à 10 dB) pour la polarisation H est comprise entre 17.2 GHz et 22.8 GHz, tandis que celle de la polarisation V est comprise entre 17.5 GHz et 21.2 GHz. Ce qui réduit notre bande d'intérêt initiale à cette dernière. Le niveau d'isolation S_{21} entre les deux ports est supérieur à 27 dB sur toute la plage de fréquences mesurées de 15 GHz et 23 GHz.

Tableau 6.1 Description des champs rayonnés par le CDPL

Polarisation	Gain (dB)		SLL (dB)		XPD (dB)		HPBW (°)	
	Simulé	Mesuré	Simulé	Mesuré	Simulé	Mesuré	Simulé	Mesuré
H, $\varphi=0^\circ$	19	10.8	-21	-20	44.5	21	23.4	22.5
H, $\varphi=90^\circ$	19	10.8	-28	-24	44.5	22	23.4	22.2
V, $\varphi=0^\circ$	19	7.25	-21	-19.75	42	20	23.2	22
V, $\varphi=90^\circ$	19	7.25	-28	-26.3	42	23.4	23.4	21.85

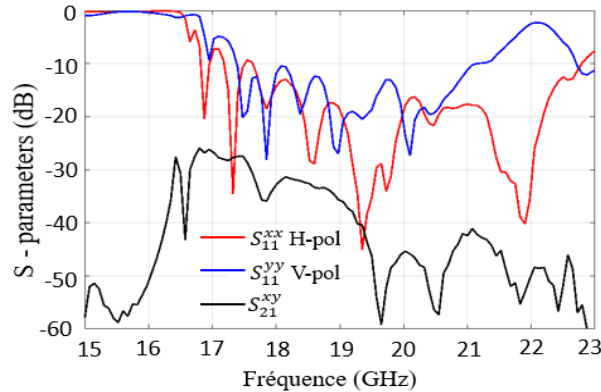


Figure 6.4 Source CDPL : paramètres S mesurés aux ports H et V

L'accord entre les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés du cornet permettent de conclure que le modèle simulé est représentatif de la réalité en termes de largeur de bande à mi-puissance et en omettant les dispersions fréquentielles éventuelles du système de mesure. Sur cette base, on fera l'hypothèse que les champs proches calculés par HFSS pour faire la synthèse du faisceau d'antenne sont exacts, même si les champs proches n'ont pas été mesurés. Maintenant que la source de référence CDPL est connue et entièrement caractérisée, et que nous acceptons les imperfections de cette dernière, nous pouvons maintenant synthétiser le RTH.

6.2.2 Conception de RTH avec HFSS

Nous synthétiserons puis simulerons deux RTHs de 441 (i.e. 21 x 21) CUBs avec l'outil numérique EM pleine-onde HFSS. Ces deux RTHs seront ensuite démontrés par des prototypes fabriqués et les résultats de mesures expérimentales comparés à ceux simulés. Nous avons réduit la taille des RTH à simuler dans HFSS compte tenu de ressources informatiques de simulation disponibles sur les serveurs du Poly-Grames et du fait que les cellules à 4 couches de métallisation requièrent un très grand nombre d'éléments finis. Toutefois, un RTH de petite taille présente des limites conceptuelles et opérationnelles dans la mesure où il pourra générer que des faisceaux larges. La distance focale (ou le rapport F/D) est plus petite et ses performances en termes de directivité, de gain ainsi que des lobes secondaires pourraient être affectées. L'illumination au bord d'environ -10 dB par rapport au centre est à respecter.

On rappelle que le choix de F est un compromis entre les pertes de débordement (*spillover loss*) et les pertes (*taper*) dues à l'illumination non-uniforme en amplitude du champ sur le RTH.

La procédure de synthèse MHRT développée au chapitre 5 sera implémentée pour synthétiser deux types de patrons de rayonnement et pour deux types de faisceaux (focalisés concentriques, dépointés). Ces patrons sont décrits dans le Tableau 6.2 pour les faisceaux désirés en champ lointain pour chacune des polarisations H et V :

- RTH#1 rayonne deux faisceaux circulaires, orthogonaux et concentrique refocalisés dans l'axe (*broadside*),
- RTH#2 permet la formation de deux faisceaux circulaires, orthogonaux et dépointés (*tilted*) dans le plan xoz à $+10^\circ$ et -10° respectivement par rapport à la direction z (*broadside*).

Tableau 6.2 Description des faisceaux désirés en champ lointain

		RTH#1		RTH#2	
Polarisation		H	V	H	V
Direction		0°	0°	$+10^\circ$	-10°
HPBW	x	16°	16°	16°	16°
	y	16°	16°	16°	16°
Forme		Cercle	Cercle	Cercle	Cercle

6.2.2.1 Extraction des champs E_{inc}^x et E_{inc}^y émis par le CDPL

Les distributions de champs électriques complexes d'amplitudes et de phases pour E_{inc}^x (Figure 6.5a et Figure 6.5c) et E_{inc}^y (Figure 6.5b et Figure 6.5d) sont exportées en format csv et importées dans Matlab pour la synthèse MHRT (Figure 5.5) des RTH de 21x21 CUBs en utilisant la fonction « *Field calculator* » de HFSS. Dans HFSS, les conditions aux limites peuvent être utilisées pour émuler l'environnement de l'espace libre. Il existe plusieurs façons de tronquer l'espace libre infini dans un domaine de calcul fini, notamment les conditions aux limites absorbantes (ABC), la couche parfaitement adaptée (PML) et FE-BI [177]. D'autre part, HFSS-IE propose la procédure d'équation intégrale (IE) qui utilise la méthode des moments (MoM) et est optimale pour la simulation de grandes structures qui sont principalement conductrices. Cependant, elle peut donner lieu à une matrice dense qui n'est pas aussi efficace à calculer [178].

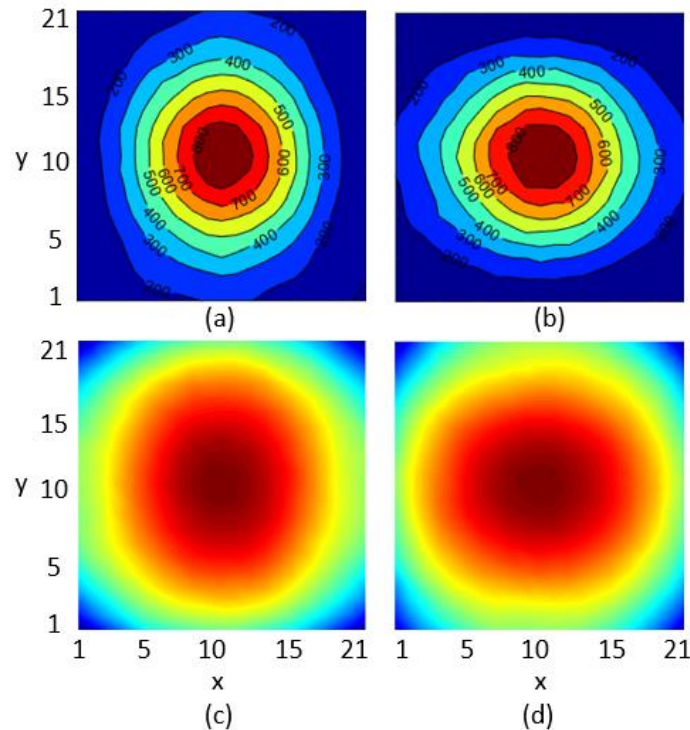


Figure 6.5 Source CDPL : Champs électriques incidents, (a)-(c) E_{inc}^x et (b)-(d) pour E_{inc}^y (amplitudes et phases)

Cette méthode est une combinaison des techniques de solution FEM et IE et permet d'obtenir des solutions précises comme si elle se trouvait dans un espace libre infini tout en éliminant les grandes dimensions de volume, par conséquent, en réduisant considérablement les besoins en mémoire de calcul des serveurs informatiques. Ainsi, dans la configuration de la figure ci-dessus, les vecteurs E_{inc}^x et E_{inc}^y de champs électriques complexes (amplitudes et phases) incidents sur le RTH sont extraits séparément selon la polarisation H ou V choisie. Dans HFSS, on s'assurera que chaque mode est aligné analytiquement par rapport aux axes x et y du repère de coordonnées cartésien xyz sachant que le RTH est dans le plan xy.

Pour la simulation numérique du RTH dans HFSS, un projet différent est donc créé et simulé séparément pour la polarisation choisie puisque lors des mesures du RTH en chambre anéchoïque, le CDPL est excité à un seul port à la fois une polarisation donnée alors que le second port est connecté à une charge de 50Ω (*charge adaptée*).

6.2.2.2 Les distributions de phases sur les deux RTHs

Le modèle HFSS montré à la Figure 6.6 du système d'ADFO-PL est utilisé pour la simulation des deux RTH (21x21 CUBs). Cette figure présente deux boîtes de radiation configurées avec les conditions frontières FE-BI dont l'une entoure le RTH et l'autre le CDPL. La méthode FE-BI de HFSS est une façon de simuler l'onde de référence du cornet qui ne nécessite pas autant de ressources informatiques en assurant une bonne convergence de calcul EM. Nous rappelons que deux modes orthogonaux sont configurés sur le port d'excitation du CDPL, cependant un seul mode est activé à la fois par simulation afin d'obtenir les polarisation H, aligné le long de l'axe x et V, aligné le long de l'axe y.

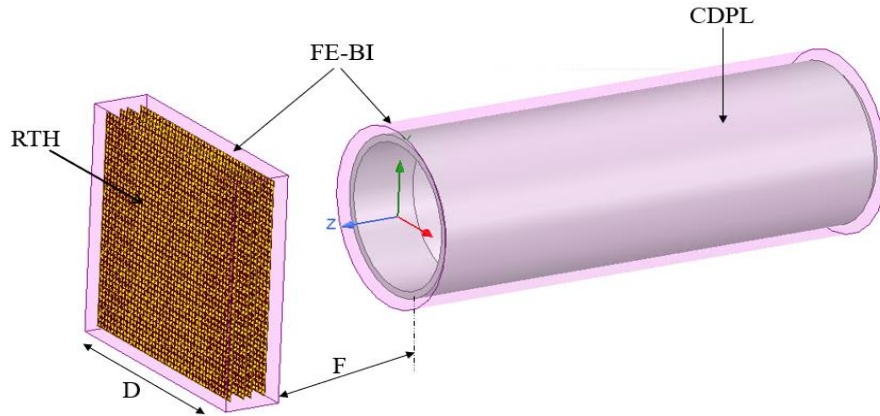


Figure 6.6 Modèle HFSS du système d'ADFO-PL avec la méthode FE-BI

L'ensemble des résultats de simulations effectuées avec HFSS sont présentés dans la Figure 6.9 ci-dessous pour les deux RTH dans la configuration de conditions aux frontières FE-BI comme montré à la Figure 6.6. Tableau 6.2 présente les caractéristiques des faisceaux désirés dans les deux polarisations H et V. La Figure 6.7 représente la distribution de phase (ou déphasage) sur le RTH#1 synthétisée avec la MHRT pour transmettre deux faisceaux formés circulaires, orthogonaux et concentriques en champ lointain.

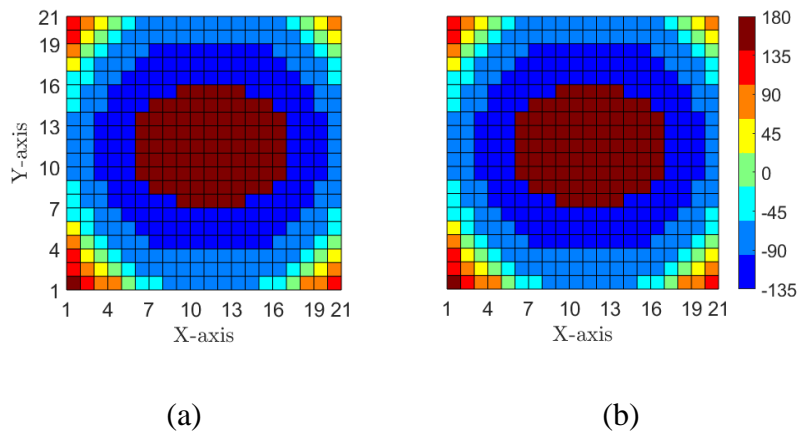


Figure 6.7 RTH#1: Distribution de phases (a) polar H, (b) polar V

La direction des faisceaux observés en champ lointain est de 0° est dans les polarisation H (Figure 6.7a) et V (Figure 6.7b) respectivement. Les deux figures sont évidemment identiques car les faisceaux à réaliser sont circulaires et n'ont pas de dépointage. La Figure 6.8 représente la

distribution de phase sur le RTH#2 obtenue par la MHRT pour émettre en champ lointain deux faisceaux formés circulaires et dépointés de 10° dans les polarisations H (Figure 6.8a) et V (Figure 6.8b).

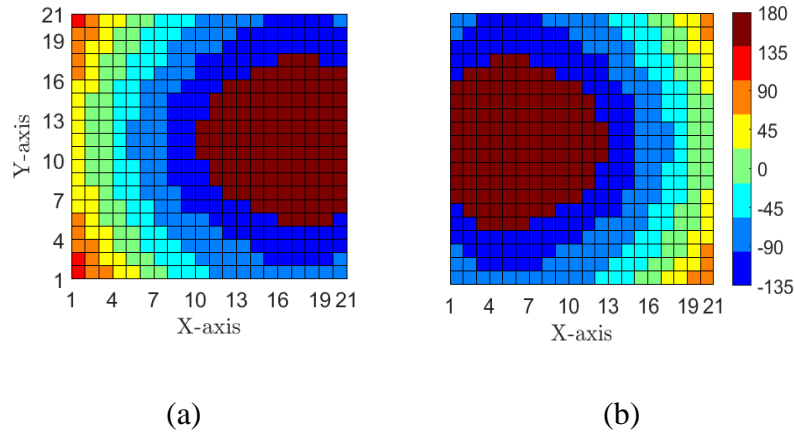


Figure 6.8 RTH#2: Distribution de phases (a) polar H, (b) polar V

Afin de toujours maximiser la transmission de puissance, la MHRT repositionne la CUB ayant la perte d'insertion la plus faible (C_6) au centre du RTH à chaque itération afin de réduire les pertes de puissances et optimiser ainsi l'efficacité de rayonnement. Une symétrie miroir est obtenue entre les deux images, compte tenu de dépointage égal et opposé des deux faisceaux désirés.

6.2.2.3 Résultats de simulation numérique HFSS

Un mappage (cartographie) de la distribution des cellules déphaseuses (CUBs) obtenues aux Figure 6.7 et Figure 6.8 est réalisé dans HFSS pour modéliser les RTH#1 et RTH#2. Le RTH (Figure 6.6) est ensuite positionné à la bonne distance focale de $F=0.9D$ en face de la source de référence CDPL dont un seul des deux modes configurés aux ports d'excitation, est active selon la polarisation désirée. On rappelle que pour chaque RTH, nous simulerons les polarisations H et V dans des projets HFSS séparés. Quatre projets HFSS seront ainsi créés et simulés dont deux par RTH dans les serveurs du *Poly-Grames*. Les critères de convergence de chaque simulation permettent d'obtenir de meilleurs résultats (gain maximum, minimiser le niveau de SLL et de XPD). La convergence était atteinte après 13 itérations avec une précision de passe $\Delta_S=0.2$ et une mémoire vive (RAM) nécessaire d'environ 500 Go pour chaque projet. Les critères de convergence vont

déterminer la qualité ou la fiabilité des résultats de simulations numériques obtenus pour une bonne comparaison avec les résultats de mesures expérimentaux. Les performances d'antenne analysées pour chaque polarisation sont :

- Le Gain (dB) et la forme du patron de rayonnement dans les axes x et y,
- Le niveau de SLL (dB)
- Le niveau de XPD (dB)
- Les HPBW_x et HPBW_y

Patrons de rayonnement du RTH#1 en champ lointain

Les résultats de simulations HFSS des patrons de rayonnement des faisceaux transmis par le RTH#1 et ceux transmis par le RTH#2 représentées en coordonnées des cosinus directeurs u et v sont présentés à la Figure 6.9. Les résultats de simulations montrent les faisceaux circulaires focalisés du RTH#1 pour les polarisations H et V et les faisceaux circulaires dépointés de $\pm 10^\circ$ du RTH#2 pour les polarisations H (Figure 6.9a) et V (Figure 6.9b). Ces patrons de rayonnement en champ lointain obtenus par simulation montrent des faisceaux circulaires centrés dans chacune des polarisations H et V.

La forme des faisceaux parfaitement circulaires et de rayon $r=0.21u$. Une vue 3D de ces patrons de rayonnement en coordonnées polaires est aussi présentée en annexe Figure B.5.

Patrons de rayonnement des RTH#1 et RTH#2 dans les plans E et H

La Figure 6.10 présente les courbes des simulations du RTH#1 dans les deux principaux plans les plans H et E ($\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$) des deux faisceaux en polarisation H (Figure 6.10a) et celui en polarisation V (Figure 6.10b). Les niveaux de SLL dans la polarisation H est d'environ -18 dB alors qu'il est au tour de -15 dB dans la polarisation V. Les niveaux de XPD_x = 43 dB dans la polarisation H alors que le XPD_y = 40 dB dans la polarisation V. Le SLL_x est -16 dB alors que le SLL_y = -15 dB. Les patrons de rayonnement simulés dans les plans principaux ($\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$) du RTH#2 pour les plans de coupes H et E des deux faisceaux en polarisation H et V sont représentés à la Figure 6.11. Le lobe principal dans la polarisation H (Figure 6.11a) est dépointé et orienté à -10° alors que le lobe principal dans chaque polarisation V (Figure 6.11b) est dépointé de 10° .

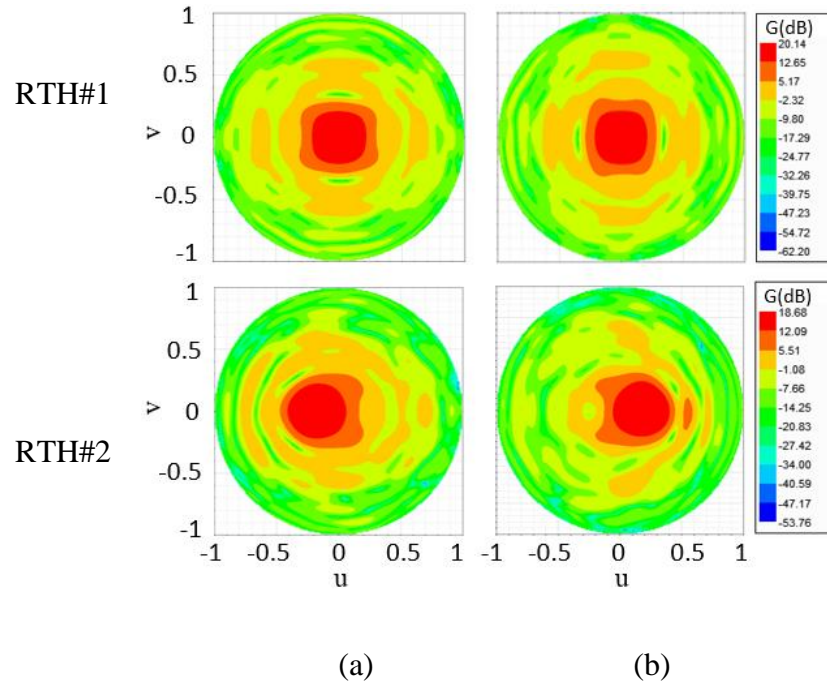


Figure 6.9 Patrons de rayonnement simulés des RTH#1 et RTH#2

(a) polar H, (b) et polar V

Les niveaux de $XPD_x = 45$ dB dans la polarisation H alors que $XPD_y = 40$ dB dans la polarisation V. Le SLL_x est -16 dB alors que le $SLL_y = -15$ dB. L'ensemble de ces différents résultats de simulation sont satisfaisants et seront comparés dans le Tableau 6.6 et Tableau 6.7.

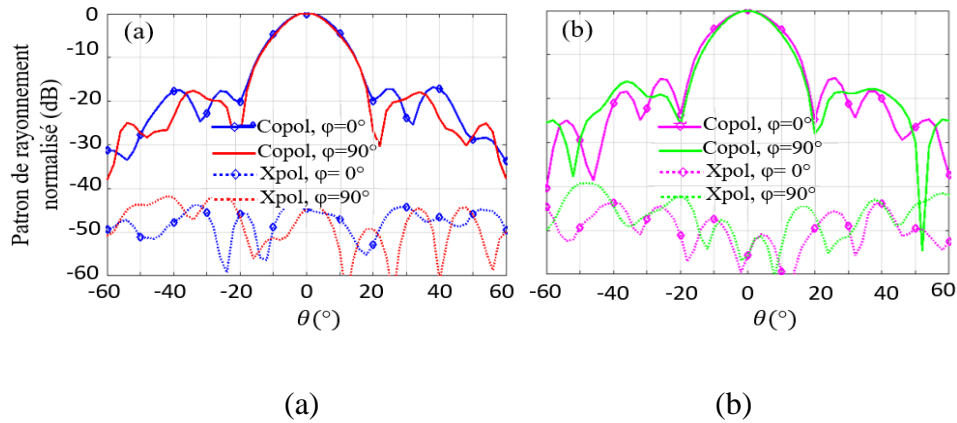


Figure 6.10 RTH#1 : Patrons normalisés simulés (a), polar H, (b) polar V

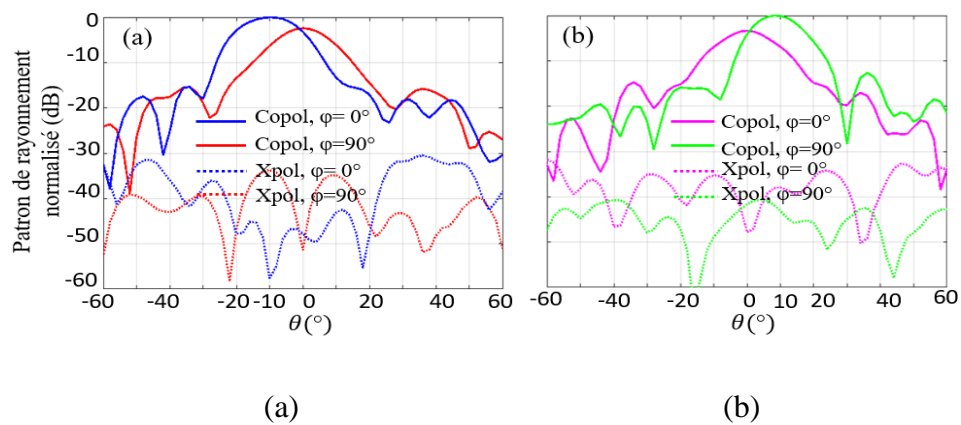


Figure 6.11 RTH#2 : Patrons normalisés simulés (a), polar H, (b) polar V

6.2.3 Mesures expérimentales

6.2.3.1 Description du système de mesure en chambre anéchoïque

Le système de mesure dans la chambre anéchoïque (*CATR* : *Compact Antenna Test Rang*), représenté à la Figure 6.12 est un système de mesure en réception. La source émettrice Tx transmet une onde qui est réfléchiée par le réflecteur parabolique.

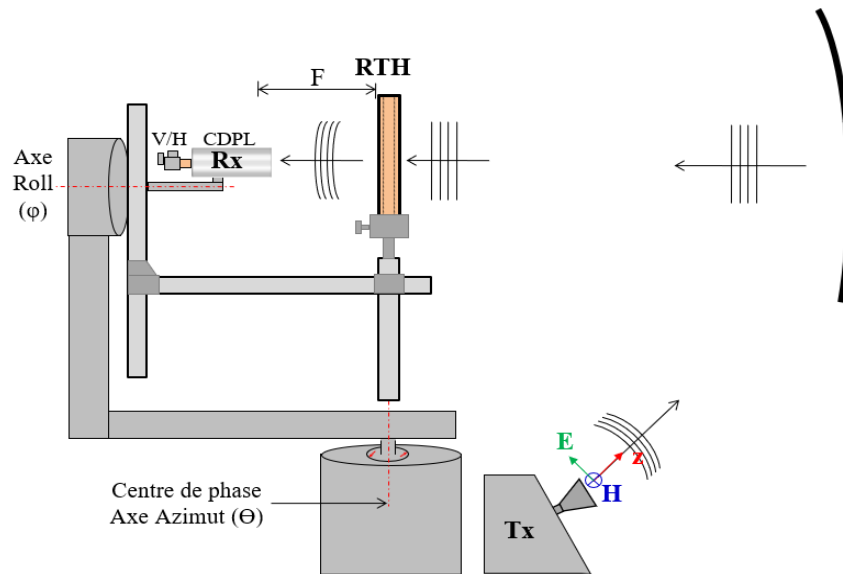


Figure 6.12 Système de mesure CATR de la chambre anéchoïque

L'onde plane réfléchie illumine le RTH dont le centre de phase est placé sur l'axe de rotation azimutale du positionneur. Le cornet CDPL (en réception) mesure le champ transmis par le RTH selon la polarisation de l'onde choisie. La polarisation H et V de l'onde correspond en fait au port horizontal (H) et vertical (V) respectivement du CDPL (Rx).

Grâce à l'axe Roll le système de test *CATR* permet de réaliser des mesures dans n'importe quel plan $\varphi = \text{constante}$. Ici nous considérons plus particulièrement deux plans principaux plans de coupe, soit les plans H et V correspondant à $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$. Nous avons aussi réalisé des mesures sur une hémisphère en variant φ de 0 à 180° , où la polarisation des champs des antennes cornets d'émission Tx et de réception Rx sont alignées pendant la rotation du système. Dans ce cas les rotations sur l'axe Roll et l'axe de polarisation se suivent, ce qui revient à caractériser l'antenne sous test selon la 3^e définition de Ludwig [3] pour la polarisation. Pour chaque coupe correspondant à une valeur de φ , l'angle d'azimut varie dans l'intervalle $-90^\circ \leq \theta \leq +90^\circ$. Cependant, des *vérifications préliminaires* sont nécessaires avant le début des tests :

- Positionner le RTH, centré au centre de rotation du système de mesure,
- Positionner le RTH à la distance focale ($F=0,9D$) du cornet de réception.
- Vérifier l'alignement des axes x et y du RTH avec les polarisations horizontale et verticale du cornet de réception.

Ces vérifications qui concernent l'alignement du système de mesure par rapport au RTH sont essentielles à chacune des mesures car le désalignement pourrait affecter les paramètres d'antennes tels que le XPD (l'isolation ou orthogonalité entre les faisceaux) et le niveau des lobes secondaires SLL. Le Tableau 6.3 décrit l'architecture du montage de la Figure 6.12 pour des mesures de RTHs 21 x 21 CUBs.

Tableau 6.3 Architecture du montage RTH 21 x 21 CUBs

Bande de Fréquence	17 à 23 GHz
Dimensions	66.15 mm
Dimension de cellules unitaires (CUBs)	3.15 mm
Cornet double mode CDPL (OMT)	
Polarisation linéaire	V/H
Angle sous-tendu sur le RTH	28.6°
Distance du pont focal	4 λ
Centre de phase	0 mm

6.2.3.2 Prototypes RTH 21x21 CUBs

Nous allons fabriquer les prototypes RTH#1 et RTH#2 discutés dans la section précédente afin de comparer les résultats de simulations HFSS (Figure 6.9 à Figure 6.11) et ceux des mesures expérimentales. La Figure 6.13 présente un des prototypes RTH à quatre multicouches fabriqués. Les quatre couches de PCBs (fabriquées chez la compagnie « *Candor Industries* » à Toronto) sont placées sur des support métalliques conçus à cet effet. Ces cadres métalliques prévoient une partie ouverte (creuse) au centre, de dimensions 170x170 mm (Annexe Figure C.2) pouvant recevoir un RTH de plus grande taille, de dimensions 53x53 CUBs mais aussi le RTH de plus petite taille. Sur un côté de chaque support métallique, une extension sert de mât de fixation du RTH sur le banc de mesure.

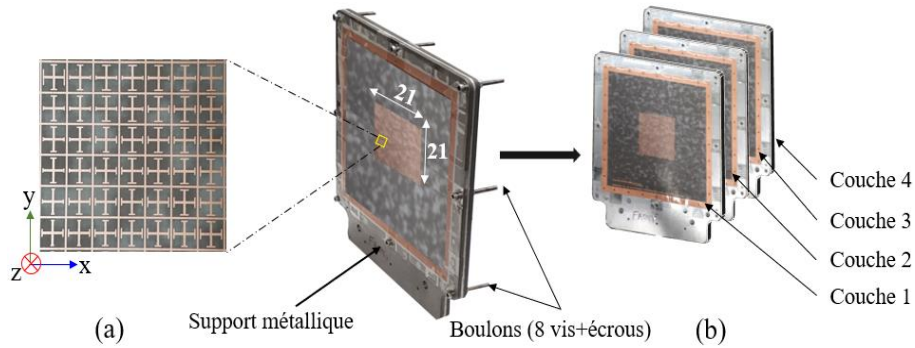


Figure 6.13 Prototype RTH (21x21 CUBs) (a) assemblé, (b) quatre couches

Assemblage et alignement des couches de PCBs

La Figure 6.13a montre le RTH assemblé et vissé avec des boulons (vis et écrous) et la Figure 6.13b indique la position de chacune des quatre couches de PCBs sur les supports métalliques. Sur chaque couche est gravée un réseau de 21x21 CEA du motif en CJG discuté au chapitre 3. Ces PCBs fabriqués sont étirés et maintenus sur les supports métalliques grâce à des rubans adhésifs (scotchs). Les cadres ou support métalliques (Figure 6.13) servent aussi de séparateurs entre-couches avec les épaisseurs de 4 mm pour les deux couches extérieures et 2 mm pour les couches intérieures. Ces épaisseurs ont été étudiées et optimisées pour respecter la méthode de conception des CUBs démontrée au chapitre 3.

La flexibilité des couches de PCBs rend difficile la phase d'assemblage et d'alignement qui s'effectuent manuellement. Une bande de cuivre entourant les bords des PCBs (voir Figure 6.14) assure la solidité de ces derniers et ainsi évite tout risque de ruptures des PCBs pendant l'assemblage. La Figure 6.14 présente une photographie agrandie du prototype RTH (53x53 CUBs) fabriqué que nous discuterons à la section 6.3. Il est impératif de veiller à un bon alignement des quatre couches de PCBs des surfaces susceptances afin d'assurer l'alignement des quatre susceptances formant la CUB d'une phase désirée. A cet effet, des repères sont imprimés sur les PCBs afin d'assurer une orientation identique des couches de PCBs ainsi que leur alignement parfait d'une couche à l'autre.



Figure 6.14 Repérage de couches de PCBs fabriquées pour le RTH 53x53 CUBs

Afin de réduire le temps mis le montage et l'alignement des différentes couches de PCBs, nous avons conçu une planche éclairée (annexe Figure C.3) avec des ampoules à incandescence et des miroirs réfléchissants qui augmente la transparence des couches de PCBs. Le réseau de CUBs étant gravé sur une des faces du substrat diélectrique (Rogers RT5880) homogène et opaque, la planche éclairée permet de rendre le substrat diélectrique plus transparent et l'on peut percevoir le réseau de CUBs et la bande de cuivre sur la face opposée de ce dernier. L'alignement des couches de PCBs se fait ainsi plus facilement et on sauve ainsi beaucoup de temps pour la mise en œuvre. La solution avec la planche éclairée a permis de réduire de 75% le temps d'assemblage pour chaque RTH. Cependant, l'emploi du scotch est provisoire, car il faudrait trouver une solution définitive pour maintenir les couches de PCBs sur les cadres métalliques. En effet, on a pu constater que le scotch se rétractait doucement et les surfaces de PCBs ne sont plus parfaitement bien étirés et planes, créant ainsi des ondulations qui affectent les performances du RTH pendant les mesures. Les 3 trois (03) supports métalliques sont ensuite assemblés en les visant ensemble.

Deux types de substrats flexibles ont été utilisés pour le prototypage des RTH. Pour le RTH#1, nous avons employé le Di clad880 dont les caractéristiques sont décrites dans le Tableau 6.4, alors que le RTH#2 est fabriqué avec le substrat Roger RT5880. La disponibilité des substrats explique leur utilisation. Ces deux substrats ont des caractéristiques techniques EM identiques mais le matériau et la texture (fibré ou non) utilisés pour leur fabrication affecte différemment leur comportement en bande K.

Tableau 6.4 Caractéristiques de substrats utilisés pour les prototypes à 10 GHz

<i>RTH</i>	Substrat	Epaisseur	ϵ_r	$\tan\delta$	Matériau
<i>RTH#1</i>	Diclad880	0.127 mil	2.2	0.0009	Inhomogène, fibré et anisotrope
<i>RTH#2</i>	Roger RT5880	0.127 mil	2.2	0.0009	Homogène, isotrope

6.2.4 Mesures expérimentales des RTH 21x21 CUBs

Dans l'architecture de la Figure 6.12, le cornet CDPL a un diamètre d'ouverture d'environ 47.87mm., le RTH étant placé à une distance de 4λ du cornet, il se trouve dans le champs proche de ce dernier. En effet, le distance du champ proche $R_{champ\ proche} = 305.53\text{mm}$. Soit environ $20,37\lambda$ où λ est la longueur d'onde à la fréquence considérée. Les simulations et mesures ont été réalisées sur une plage de fréquence de 17GHz à 23GHz.

6.2.4.1 Prototype du RTH#1

Le prototype du RTH#1 est fabriqué avec un substrat diélectrique Diclad880 qui est constitué de fibres de verre alignés le long des axes x et y. L'indisponibilité de matériel suffisant et le besoin rationaliser les ressources disponibles nous a conduit à employer le substrat de type Diclad880. Ce substrat peut être considéré comme un substrat inhomogène et anisotrope dans les directions x et y aux fréquences dans la bande K. Ce qui est en désaccord avec le principe de développement des CUBs proposé au chapitre 3 où nous supposons que nous emploierons des substrats homogènes et isotropes. La qualité du substrat diélectrique utilisé pourrait affecter les performances du RTH#1 telles que les niveaux de XPD, SLL.

Le RTH#1 est constitué de CUBs isotropes (la phase en x est identique à celle en y, donc les susceptances $b_x = b_y$ sur chacune des quatre couches. La valeur de XPD simulé est autour de 44 dB (voir Figure 6.10) alors que le niveau de XPD mesuré de 21 dB observé à la Figure 6.15. Cette différence de niveau de XPD pourrait être justifié par le niveau de XPD de la source de référence CDPL dont les résultats de mesure expérimentales ont été présentés à la Figure 6.3 et discutés au Tableau 6.1.

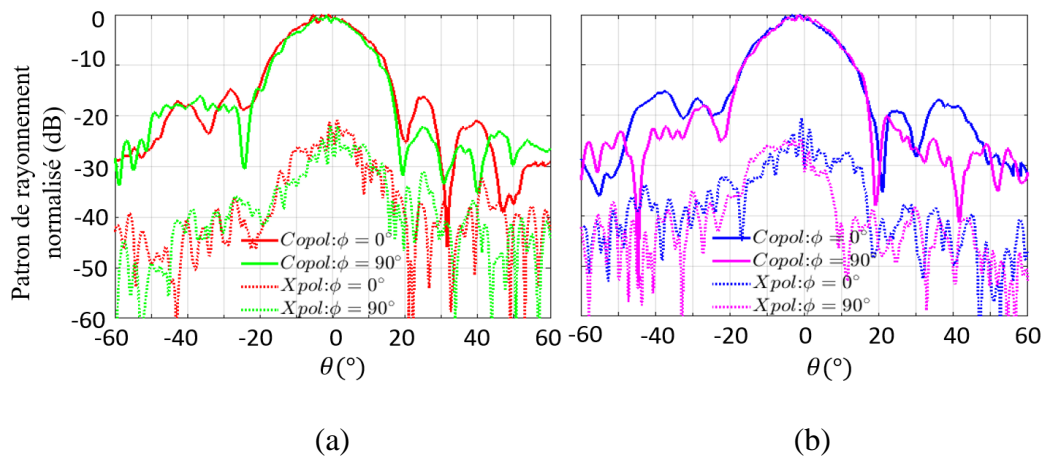


Figure 6.15 Résultats de patrons de rayonnement normalisés, mesurés du RTH#1 polar H, (b) polar V

Les SLLs élevés pourraient être provoqués par la taille du RTH ou encore à l'illumination aux bords (taper) supérieure à -10 dB comme la distance focale F est courte. La comparaison entre les performances simulées et mesurées est présentée dans le Tableau 6.5. On note un excellent accord des valeurs de gain et de HPBW et des SLLs d'environ -18 dB pour les faisceaux en polarisation H et V.

Tableau 6.5 RTH#1 : Comparaison des patrons expérimentaux et simulés

Polarisation	Gain (dB)		SLL (dB)		XPD (dB)		HPBW (°)	
	Simulé	Mesuré	Simulé	Mesuré	Simulé	Mesuré	Simulé	Mesuré
H, $\varphi=0^\circ$	19	18.80	-17.2	-15	44.5	21	17.5	15
H, $\varphi=90^\circ$	19	18.70	-17	-15	44.5	22	18	14.4
V, $\varphi=0^\circ$	19	16.23	-16.2	-16.75	42	20	16.3	15.6
V, $\varphi=90^\circ$	19	16.4	-16	-18.3	42	23.6	16.3	16

Les patrons de rayonnement normalisés mesurés (Figure 6.15) sont comparables à ceux obtenus par simulation EM présentés à la Figure 6.10. Le Tableau 6.6 compare les patrons de rayonnement expérimentaux et simulés. Les niveaux de gains maximums sont quasiment similaires dans la polarisation H ($\varphi=0^\circ$, $\varphi=90^\circ$) alors que le gain en polarisation V ($\varphi=0^\circ$, $\varphi=90^\circ$) est d'environ 16.5 dB. Cette différence se justifie par l'asymétrie de la source CDPL. La HPBW désirée est de 16° , on note une erreur maximale de $\pm 2^\circ$ pour les HPBW simulées et une erreur maximale de $\pm 1^\circ$ pour les HPBW mesurées.

6.2.4.2 Prototype du RTH#2

Le prototype du RTH#2 est fabriqué avec le substrat diélectrique RT5880 de Rogers dont les caractéristiques décrites dans le Tableau 6.4. La Figure 6.16 présente une comparaison les patrons de rayonnement simulés et mesurés normalisés du RTH#2 dans les plans H ($\varphi=0^\circ$) pour (a) polarisation H, (b) polarisation V. On observe un bon accord entre les patrons simulés et mesurés dans les deux polarisations H (Figure 6.16a) et V (Figure 6.16b).

Le léger décalage entre les patrons simulés et mesurés pourrait s'expliquer par un léger désalignement des axes x et y du RTH par rapport aux ports d'excitation H et V.

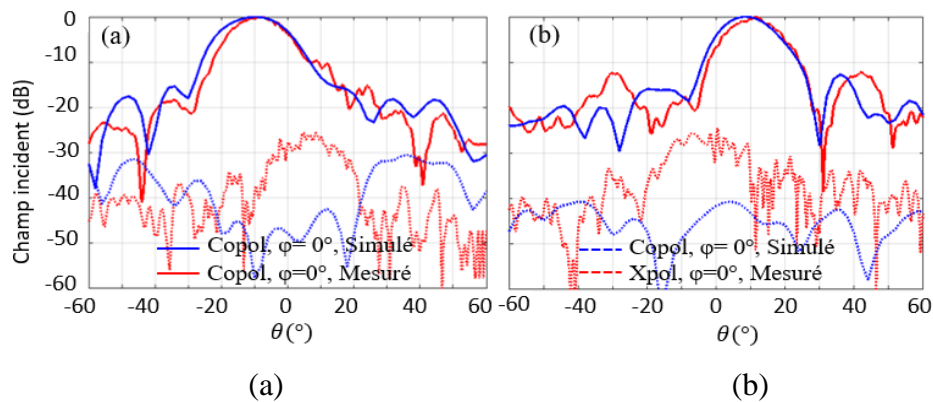


Figure 6.16 RTH#2 : Patrons de rayonnement normalisés simulés en bleue et mesurés en rouge (a) polar H, (b) polar V

On peut observer que le XPD simulé est autour de 42 dB dans les deux polarisations alors que le XPD mesuré est de 27 dB dans le lobe principal et le niveau de SLL mesuré est de -16 dB dans la polarisation H et -13 dB dans la polarisation V. Ces différentes performances mesurées et simulées

sont relevées dans le Tableau 6.6. Les données dans ce tableau sont relevées à la fois sur la Figure 6.16 et sur la Figure 6.17. La Figure 6.17 présente les patrons de rayonnement non normalisés et compensé par le gain d'antenne standard (SGH) du RTH#2 dans les plans E ($\varphi=90^\circ$) et H ($\varphi=0^\circ$) pour la (a) polar H, (b) polar V. On peut noter sur cette figure que la puissance maximale du champ transmis dans la polarisation V est inférieure celle du champ transmis dans la polarisation H.

Tableau 6.6 RTH#2 : Comparaison des patrons expérimentaux et simulés

Polarisation	Gain(dB)		SLL (dB)		XPD (dB)		HPBW ($^\circ$)	
	Simulé	Mesuré	Simulé	Mesuré	Simulé	Mesuré	Simulé	Mesuré
H	18.8	18.5	-13	-16.3	42	27	16.6	17.5
V	18.4	16.4	-14	-13	46	27	15	14.85

En effet, nous avons déjà relevé l'asymétrie de la source de référence CDPL à la Figure 6.3, ce qui pourrait dû aux imperfections de l'OMT. Ces résultats de mesures expérimentales sont satisfaisants et confirment la nécessité de choisir un substrat homogène et isotrope pour notre application. Les légères distorsions notables peuvent aussi être dues à des mauvais alignement horizontal et vertical des axes des RTH avec les différents polarisations H et V du CDPL étant donné que leur fixation et leur alignement sur le système se fait manuellement.

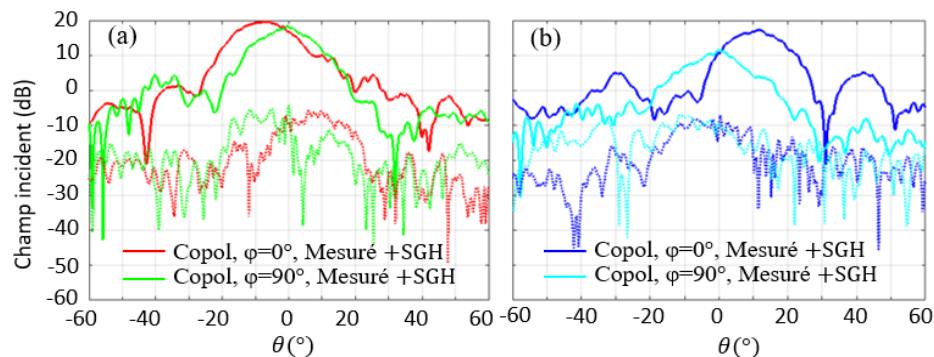


Figure 6.17 RTH#2 : Patrons de rayonnement mesuré et compensé dans les plans E ($\varphi=90^\circ$) et H ($\varphi=0^\circ$), (a) polar H, (b) polar V

6.2.4.3 Mesures sphériques de RTH#1 et RTH#2

Les résultats de mesures expérimentales (Figure 6.18 et Figure 6.19) à 20 GHz de ces deux prototypes pourront être comparés à ceux simulés dans HFSS et illustrés à la Figure 6.9. Les mesures sphériques des patrons de rayonnement mesurés en co-polarisation en champs lointain (plan uv) pour le RTH#1 sont présentés à la Figure 6.18a pour la polarisation H et à la Figure 6.18b pour la polarisation V. Ces patrons de rayonnement plan uv remplissent pratiquement le masque des exigences en accord avec les patrons de rayonnement simulés pour les faisceaux orthogonaux concentriques.

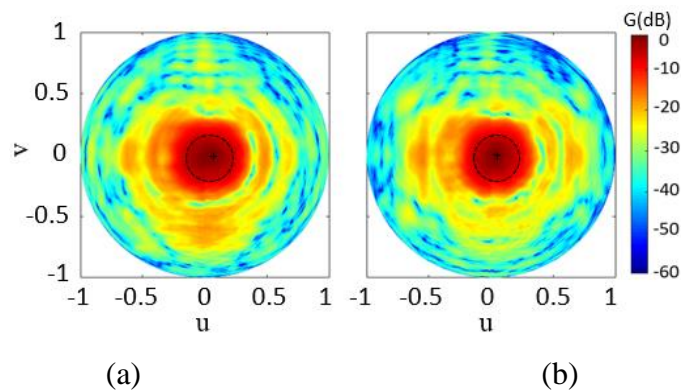


Figure 6.18 RTH#1, Gain (dB) des patrons de rayonnement normalisés mesurés (a) en H, (b) en V

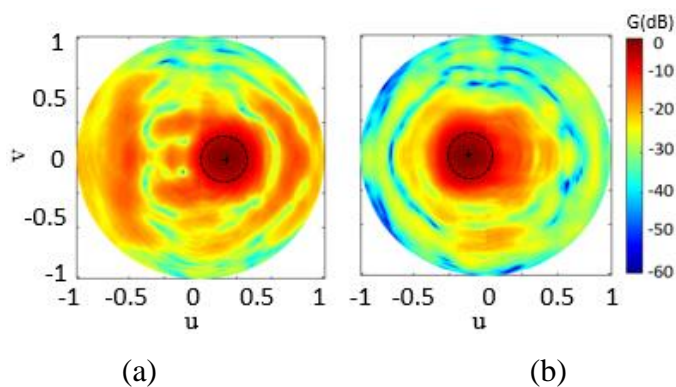


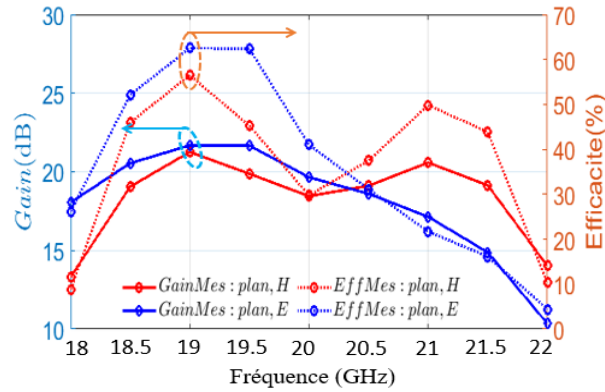
Figure 6.19 RTH#2, Gain (dB) des patrons de rayonnement normalisés mesurés (a) en H, (b) en V

Les résultats de mesures du prototype RTH#2, sont présentés à la Figure 6.19 où les mesures sphériques des patrons de rayonnement de gain mesurés en co-polarisation en champs lointain (dans le plan uv) pour la polarisation H (Figure 6.19a) et V (Figure 6.19b) à la fréquence centrale de 20 GHz illustrent bien les deux faisceaux orthogonaux et dépointés de $\pm 10^\circ$ ($(u, v) = (\pm 0.17, 0)$). Les antennes à double polarisation présentant des performances d'isolation élevées sont importantes pour les applications spatiales. Les diagrammes de rayonnement répondent aux exigences des zones de couverture dans une largeur de bande de 10 %.

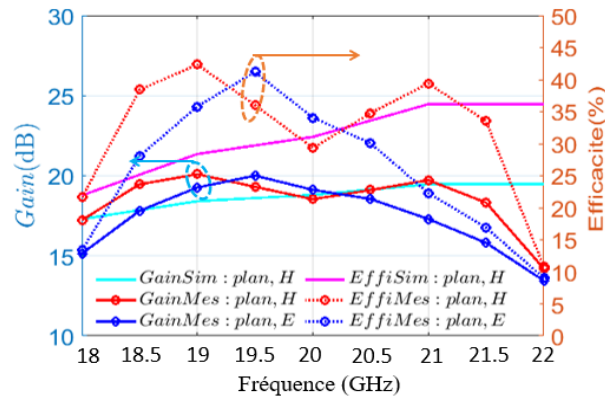
6.2.5 Gain mesuré maximal mesurés RTH#1 et RTH#2

La réponse en fréquence des gains maximum mesurés en co-polarisé pour les deux polarisation H et V est représentée sur la Figure 6.20 pour les prototypes du RTH#1 (Figure 6.20a) et celui du RTH#2 (Figure 6.20b). La simulation du prototype RTH#1 à la fréquence de conception de 20 GHz indique un gain maximum de 19.8 dB et une efficacité de rayonnement d'environ $\eta_{RTH1} = 39.1\%$. Par contre, nous n'avons pas pu compléter la simulation de ce prototype dans la plage de fréquence désirée de 18 à 22 GHz pour obtenir la réponse en fréquence ce dernier. La Figure 6.20a présente les courbes gains maximum mesurées dans la plage de fréquence désirée.

Ces courbes de réponse en fréquences de gains et d'efficacités maximums mesurés ne sont pas fiables étant donné que le système de mesure était instable. La même analyse peut être faite pour les mesures expérimentales du prototype RTH#2 dont les résultats sont présentés à la Figure 6.20b. Cependant, pour ce prototype nous avons pu réaliser les simulations HFSS pour la polarisation horizontale H. La courbe en trait plein de couleur *cian* représente le gain maximum simulé et celle en trait plein de couleur violette représente la courbe d'efficacité maximale simulé dans la plage de fréquence d'intérêt. Ces courbes de gains simulés sont plutôt fiables puisqu'avec le nouveau système de mesure installé dans la chambre anéchoïque nous avons pu mesurer la réponse en fréquence de la source primaire CDPL et comparer avec la réponse en fréquence du gain maximum du modèle HFSS (annexe Figure B.5. On peut donc évaluer les performances du système d'antenne à double faisceaux orthogonaux (ADFO-PL) en polarisation linéaire sur le prototype simulé dans HFSS.



(a)



(b)

Figure 6.20 Gain(dB) mesurés de patrons de rayonnement en polar H et V (a) RTH#1, (b) RTH#2

La largeur de bande (BW) de gain à 3 dB mesurée est supérieure à 2,2 GHz (ou environ 11%), pour chacune des deux polarisations. L'efficacité maximale rayonnée dans la bande d'intérêt est d'environ $\eta_{RTH2} = 36.5\%$ dans les deux polarisations H et V. La distribution de phase du RTH#1 utilise des CUBs isotropes dont les meilleurs sont centrés au centre du réseau justifiant les gains maximums simulés du RTH#1 supérieurs aux gains RTH#2 (voir Tableau 6.5 et Tableau 6.6).

L'efficacité d'antenne η (6-1) est obtenue comme le rapport entre le gain mesuré G et la directivité maximale $D_{max} = 4\pi A/\lambda^2$, avec A étant la surface du RTH à 21x21 éléments.

$$\eta = \frac{G}{D_{max}} \quad (6-1)$$

Finalement pour compléter cette partie, les deux prototypes des RTH#1 et RTH#2 devront être caractérisés expérimentalement avec le système de mesure nouvellement installé dans la chambre anéchoïque afin compléter l'analyse des performances en fréquence expérimentales du système d'ADFO-PL proposé et les comparer des avec les résultats des simulations obtenus avec l'outil de simulation EM Ansys HFSS.

6.3 Conception et réalisation du prototype RTH à 53x53 CUBs

Une solution utilisée en théorie des réseaux d'antennes pour réaliser des faisceaux minces, directifs et efficaces qui assurent une meilleure isolation et moins d'interférences entre les faisceaux adjacents est d'augmenter le nombre d'éléments dans le réseau. Dans cette section nous allons étudier et concevoir un prototype RTH comprenant 53x53 CUBs. Cette solution demeure idéale pour générer les faisceaux minces directifs (*spot-beams*) dans les applications multifaisceaux à réseaux réflecteurs ou à réseaux transmetteurs comme notre cas. De plus, notre RTH devrait permettre le contrôle des largeurs de faisceaux à mi-puissance dans le plan H ($HPBW_x$) et dans le plan E ($HPBW_y$) dans plan xoz (plan H) ou yoz (plan E) respectivement de façon indépendante grâce à l'orthogonalité des champs transmis dans chaque polarisation.

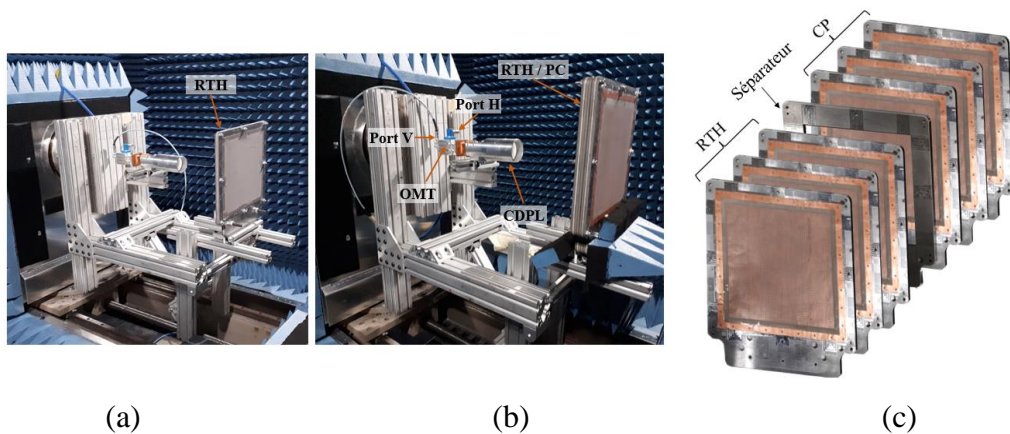


Figure 6.21 Montage expérimental (a) prototype RTH seul, (b) RTH/PC, (c) assemblage

La Figure 6.21 présente le montage expérimental pour les mesure en CATR avec le prototype RTH 53x53 CUBs seul (Figure 6.21a) l'association du RTH avec PC-CJG (Figure 6.21b) et une vue de

l'assemblage des couches de PCBs avec leurs supports métalliques (Figure 6.21c). Dans ce montage, le CDPL est connecté à un OMT ayant deux ports d'accès (port 1 et port 2) que nous identifierons comme les ports H et V pour générer les ondes polarisées horizontalement (polarisation H) et verticalement (polarisation V). Le Tableau 6.7 décrit l'architecture du montage de la Figure 6.21 pour des mesures de RTHs 53x53 CUBs.

Tableau 6.7 Architecture du montage RTH : 53x53 CUBs

Fréquence de conception	20 GHz
Dimensions	167 mm
Distance focale (F)	150 mm (10λ)
Dimension de cellules unitaires (CUBs)	3.14 mm
Cornet double mode CDPL (OMT)	
Polarisations linéaires	V/H
Angle sous-tendu sur le RTH	28.6°

6.3.1 Synthèse MHRT 53x53 CUBs

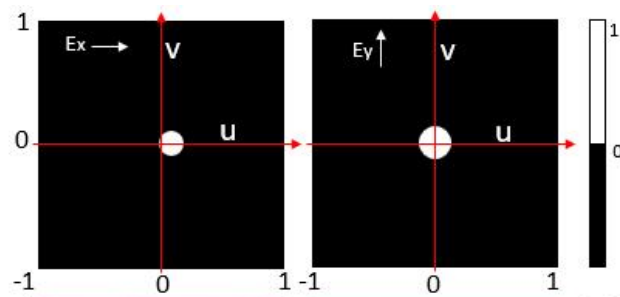
Le RTH est conçu pour réaliser la formation de deux faisceaux sectoriels uniformes à contours circulaires, l'un dépointé de $+10^\circ$ en la polarisation horizontale et l'autre centré et focalisé à 0° en la polarisation verticale. Les caractéristiques des faisceaux désirés (directions, rayons, HPBW, SLL) sont décrites dans le Tableau 6.8. Ces données peuvent être relevées dans la Figure 6.23 qui illustre les patrons de rayonnement 3D des faisceaux obtenus par la méthode de synthèse MHRT avec une quantification de phase à 3 bits et pour chacune des polarisations orthogonales.

Les caractéristiques des deux faisceaux circulaires orthogonaux désirés sont décrits au Tableau 6.9. La synthèse MHRT utilisera des données d'entrées obtenus par simulation HFSS du CDPL (champs incidents sur le RTH) et importés dans le code Matlab. Le masque (image binaire 0 et 1) des patrons de rayonnement désirés en champ lointain présentés dans la première ligne de la Figure 6.22 respectivement dans la polarisation horizontale (colonne (a)) et verticale (colonne (b)).

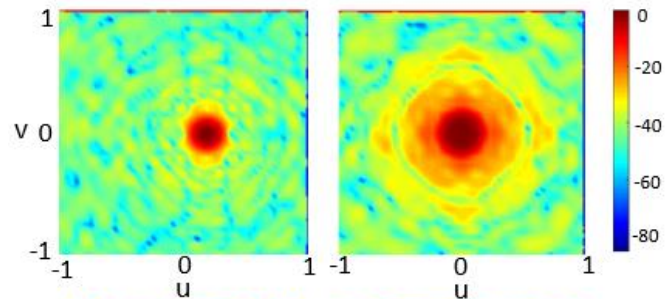
Les caractéristiques des faisceaux désirés c'est-à-dire, la largeur de faisceau à mi-puissance et de lobes secondaires prédites par la synthèse MHRT pour chacun des deux faisceaux dans les polarisation H et V sont répertoriées dans le Tableau 6.8

Tableau 6.8 à partir de la Figure 6.23 qui présente les faisceaux désirés en vue 3D permettant d'apprécier le niveau de SLL dans chaque polarisation.

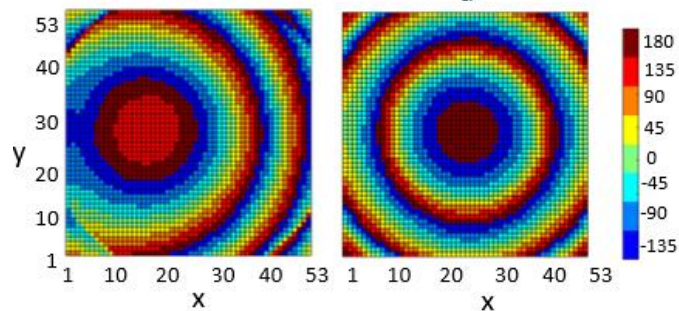
Patrons de rayonnement désirés en polarisation horizontale (H) pour E_x et verticale (V) pour E_y



Patron de rayonnement normalisé (dB) obtenus par synthèse MHRT



Distribution des phases nécessaire au RTH $\varphi_F(^{\circ})$



(a)

(b)

Figure 6.22 Synthèse MHRT de deux faisceaux circulaires (a) $r=0.01$ polar H et (b) $r=0.017$ polar V

La seconde ligne de la Figure 6.22 présente (vue en 2D) les patrons de rayonnement normalisés obtenus avec synthèse MHRT pour les deux polarisations H (Figure 6.22a) et V (Figure 6.22b).

La troisième ligne 3 présente les distributions de phases (ou déphasages) nécessaires au RTH φ_F (°) générée par la MHRT transmettre les faisceaux désirés dans chacune des deux polarisations H et V. Comme nous l'avons discuté aussi au chapitre 5, la taille du faisceau affectera le niveau de SLL. La direction dans le plan uv du faisceau dans la polarisation H, sera définie en $(\sin(10^\circ), 0^\circ)$ et la direction du faisceau dans la polarisation V sera définie en $(\sin(0^\circ), 0^\circ)$. Avec une $HPBW_H$ de la polarisation H qui est la moitié du $HPBW_V$ du faisceau en polarisation V, 6° et 12° respectivement.

A partir de la Figure 6.23, on peut noter que la taille du faisceau à mi-puissance pour la polarisation V ($HPBW_y = 12.5^\circ$) est effectivement le double de celle du faisceau dans la polarisation H ($HPBW_x = 6.2^\circ$). Le faisceau mince dans la polarisation H présente un niveau de SLLx inférieur à -40 alors que le SLLy est de -30 dB. Nous rappelons que nous n'avons pas pu obtenir des résultats numériques avec HFSS compte tenu de la taille du prototype RTH. La simulation EM ne convergerait pas par manque d'espace mémoire.

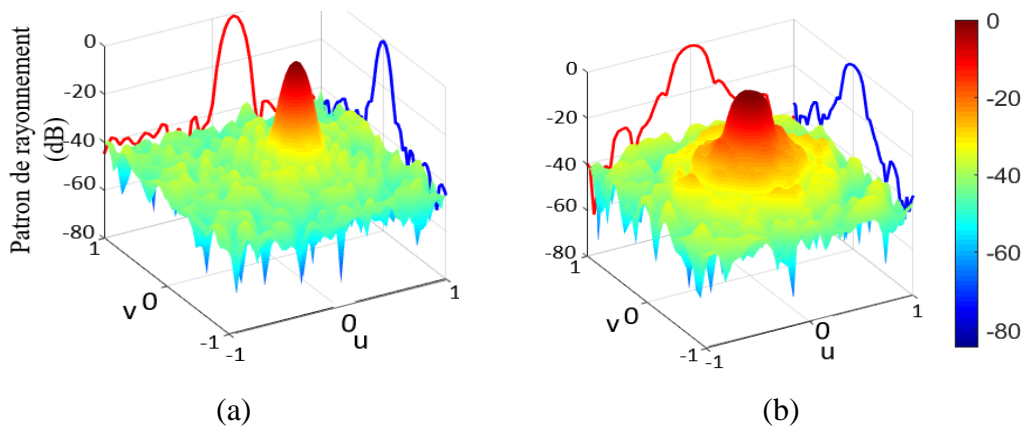


Figure 6.23 Patron de rayonnement normalisés pour RTH de 53x53 CUBs. (a) polar H, (b) polar V

Tableau 6.8 Patrons de rayonnement 3D désiré en champ lointain

	Direction plan uv	HPBW plan uv	SLLxy
Polarisation H	10°	6°	-30 dB
Polarisation V	0°	12°	-30 dB

6.3.2 Prototype RTH 53x53 CUBs

Le prototype RTH composé d'un réseau de 2809 CUBs est présenté dans la Figure 6.24 ci-dessous qui montre le RTH dont les quatre couches de PCBs fabriqués ont été tendues et maintenues sur les supports métalliques grâce à des rubans adhésifs (scotch). Ces supports métalliques sont ensuite assemblés avec huit (08) boulons (vis, écrous). Une surface plane est requise afin d'éviter toutes ondulations car les deux couches intérieures sont seulement séparées de 2 mm. La Figure 6.24a présente le prototype RTH de 53x53 CUBs de quatre multicouches assemblées et vissées avec 8 boulons (vis et écrous) alors que la Figure 6.24b indique la position de chacune des couches de PCBs étirées et montées sur les supports métalliques à l'aide rubans adhésifs (scotchs).

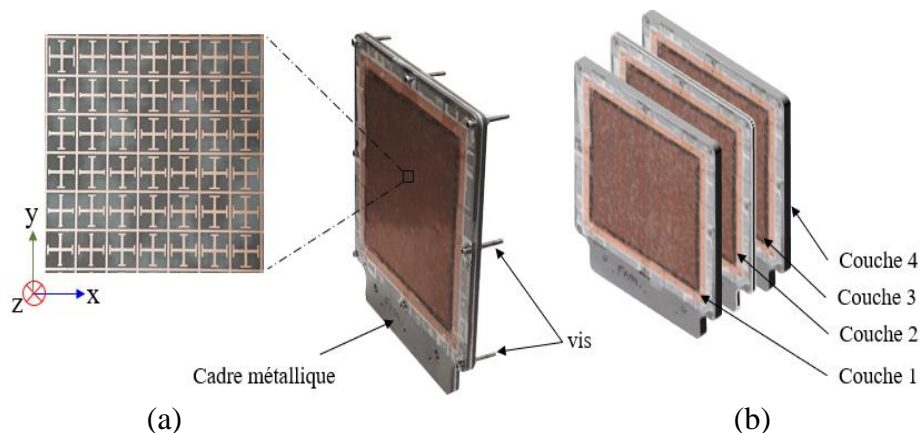


Figure 6.24 Prototype RTH (53x53 CUBs) (a) assemblé, (b) Vue des 4 couches

6.3.2.1 Mesures expérimentales du prototypes RTH

Les résultats des mesures expérimentales (Figure 6.25) des patrons de rayonnement normalisés sont présentés à 20 GHz pour les polarisation et H et V. La configuration du système des mesures dans la chambre anéchoïque est décrite dans le Tableau 6.8 et présenté dans la Figure 6.19a (RTH seul). Les patrons de rayonnement normalisés souhaités sont décrits dans le Tableau 6.9. Ainsi, les analyses de performances porteront principalement sur les résultats de mesures expérimentales réalisés. Les patrons des faisceaux principaux obtenus dans les polarisations H et V sont de très bonne qualités à la fréquence de conception de 20 GHz.

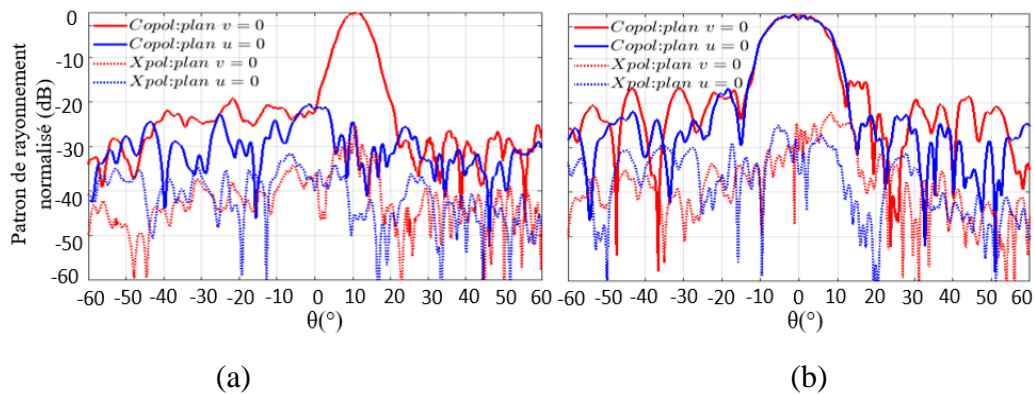


Figure 6.25 Patrons normalisés dans le plan $\nu=0$ avec (a) polar H, et (b) polar V, à $f=20\text{GHz}$

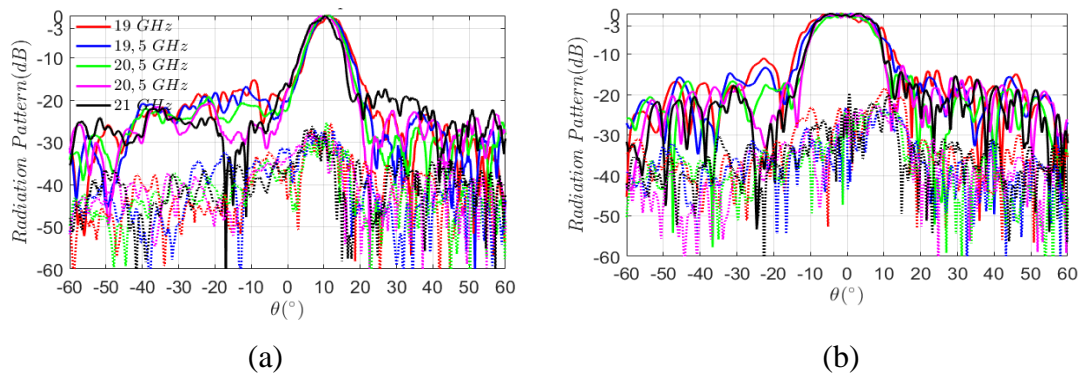


Figure 6.26 Patrons normalisés dans le plan $\nu=0$ avec (a) polar H, et (b) polar V, à $f=(19 :21\text{GHz})$

Dans la polarisation H, le faisceau dépointé est bien à 10° ($u=0.17$) alors que le faisceau dans la polarisation V reste il centré à 0° . Nous démontrons ainsi le contrôle des faisceaux indépendamment dans chaque polarisation.

6.3.2.2 Analyse fréquentielle des faisceaux transmis en polarisation linéaire

L'évaluation de la performance en fréquence a pour objectif d'analyser la largeur de bande en considérant le gain maximum à chaque fréquence dans la bande désirée ainsi que l'efficacité de rayonnement du RTH. Mais aussi, la forme du patron de rayonnement, les SLLs et les XPDs à chaque fréquence.

Par ailleurs, la dispersion fréquentielle ou l'instabilité du système de mesure discutée précédemment affectera les résultats de mesures expérimentales.

La Figure 6.26 montre les patrons normalisés en polarisation H et V pour des fréquences entre 19 et 21 GHz. Les performances en transmission obtenues avec RTH sont toujours satisfaisantes et de qualité acceptable, en termes de largeurs, orthogonalité de faisceaux. Le contrôle indépendant et l'orthogonalité des faisceaux dans chaque polarisation sont démontrés puisque les $XPD_x = 25$ dB pour dans la polarisation H qui transmet un faisceau mince et pointé de 10° . Cependant, dans la polarisation V, les XPD_y sont d'environ 20 dB.

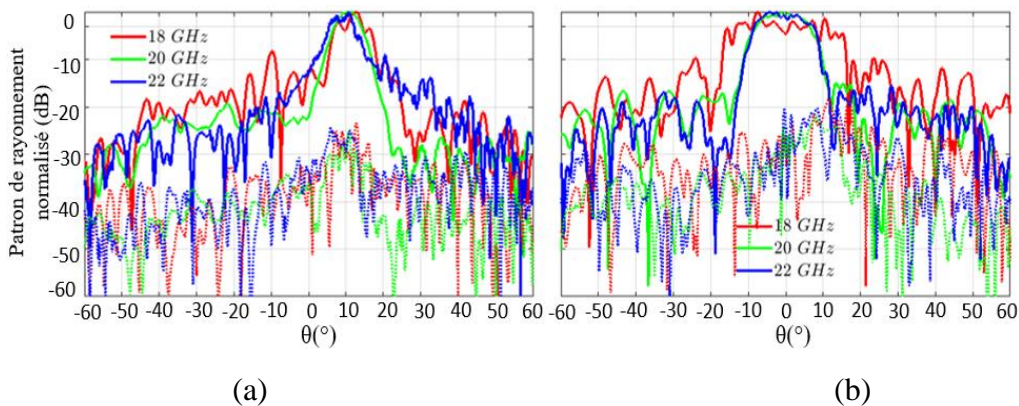


Figure 6.27 Patrons normalisés dans le plan $\nu=0$ avec (a) polar H, et (b) polar V, à $f=(18,20$ et $22\text{GHz})$

Une augmentation du niveau est constatée de 5 dB environ pour les fréquences 19 GHz et 19.5 GHz en polarisation H et de 10 dB pour les fréquences 19 GHz et 19.5 GHz en polarisation V. A la Figure 6.27 on observe une dégradation des performances en termes de niveau SLL aux basses fréquences pourrait être liées à la qualité de la source CDPL mesurés. En effet, on relève (annexe Figure B.1 et Figure B.3) un élargissement de la largeur du faisceau pour les basses fréquences tandis qu'elle se réduit légèrement pour les fréquences hautes. Le Tableau 6.9 est un résumé des résultats de mesures expérimentales obtenues dans les deux polarisations H et V. L'orthogonalité de ces faisceaux est démontrée et le niveau de polarisation croisé (XPD) qui est d'environ de 25 dB dans les deux polarisations H et V à la fréquence de 20 GHz.

Tableau 6.9 Résultats de mesures à la fréquence de 20 GHz

Polarisation	Gain (dB)	HPBW (°)		XPD (dB)		SLL (dB)	
		x	y	x	y	x	y
H	17	6.7	7.2	25	25	-20	-20
V	14	13	13	24	23	-17	-17

Le type de substrat diélectrique employé pour la fabrication de ce prototype permet d'améliorer les performances de XPD et SLL. Le niveau moyen de $SLL \leq -20$ dB en polarisation H et de niveau moyen de $SLL \leq -16$ dB en polarisation V. En comparant les patrons H et V désirés et les patrons mesurés H et V décrits au Tableau 6.8 et Tableau 6.9 des erreurs observées peuvent être attribuées à la précision de la distance focale F entre le CDPL et le RTH conduisant à une variation du *taper* et du *spillover* réel sur le RTH fabriqué. De plus, la distribution de champ électriques incidents en H et en V utilisée pour la synthèse MRTH est extraite d'une simulation du CPDL sur HFSS, et elle peut différer des données expérimentales. Ceci pourrait expliquer l'augmentation de XPD mesuré par rapport à l'objectif de -30 dB et très supérieur au niveau de XPD du cornet simulé. Une amélioration préalable des performances de la source primaire CDPL serait nécessaire afin d'apporter des meilleurs résultats du système d'antenne global. Dans l'ensemble, les faisceaux

restent stables même à des fréquences de la plage d'intérêt de 18.5-21 GHz (Figure 6.28) puisque les directions de faisceaux sont stables en maintenant une bonne orthogonalité des faisceaux transmis.

Les mesures en coupe dans les plans principaux RTH mesures ont été complétées par des mesures sphériques. Les mesures ont été effectuées pour les deux polarisations (H et V) du CDPL dans la plage angulaire ($-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$, $-90^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ$). Les axes de rotation Roll(φ) et Azimut(θ) (Figure 6.12) sont mis en œuvre afin d'effectuer ces mesures sphériques dans un demi-sphère. Les résultats expérimentaux des patrons de rayonnement en champ lointain obtenus dans les plans uv à 20 GHz sont présentés sur les Figure 6.29a et Figure 6.29b, correspondant aux ports H et V du CPDL respectivement. Ces figures montrent un bon accord qualitatif pour les composantes co-polarisation dans pratiquement toute la plage visible du plan uv .

La formation de faisceaux circulaires orthogonaux et indépendants avec contrôle des largeurs de faisceaux à mi-puissance est ainsi démontrée à la fréquence de conception de 20 GHz. Le niveau de polarisation croisée (XPD) est environ 30 dB inférieur au niveau de co-polarisation dans les deux cas. Dans la Figure 6.29b, on remarque un maximum là où est situé le faisceau co-polarisé, lorsque le port H du CPDL est utilisé.

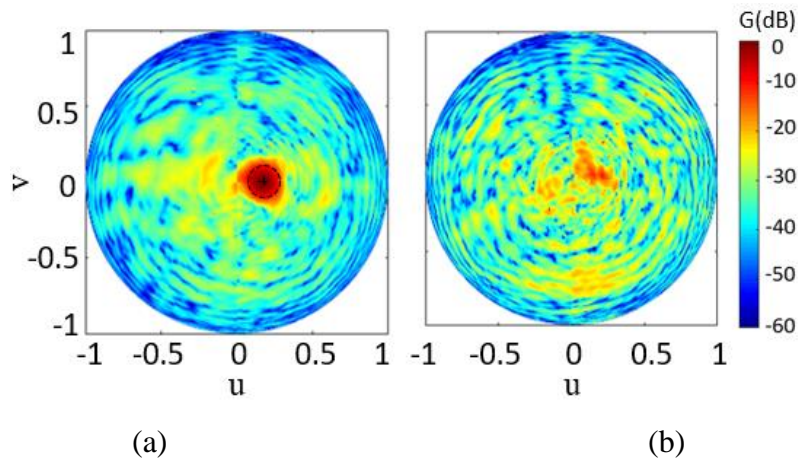


Figure 6.28 Patrons normalisés avec CDPL branché au polar H. (a) : co-polar, (b) : polar croisée $f= 20$ GHz

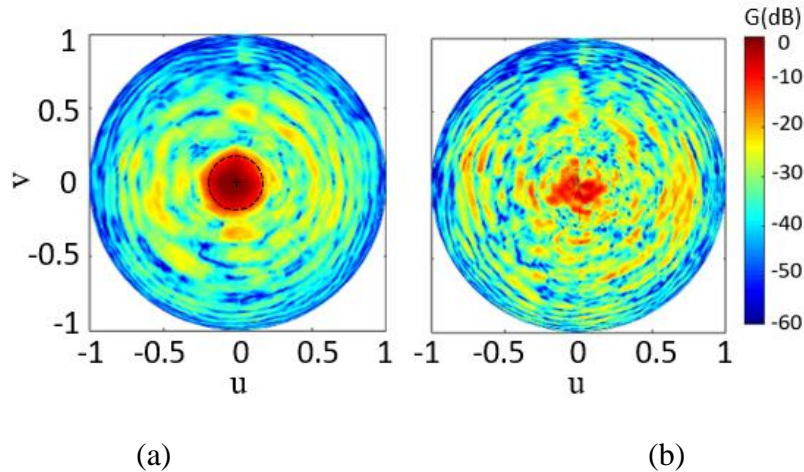


Figure 6.29 Patrons normalisés avec CDPL branché au polar V. (a) : co-polar, (b) : polar croisée $f=20$ GHz

On peut en déduire que lorsque la polarisation V du CPDL est utilisée, celle-ci génère un faible niveau de polarisation H qui contribue à former le pic de contra-polarisation vers $(u, v) = (0.17, 0)$. La qualité des patrons de rayonnement en polarisation H et V satisfaisante et conforme aux attentes. Le niveau de SLL rappelle celui des mesures en coupe dans les plans principaux H et E.

6.4 Système d'antenne à double surfaces (RTH et PC)

Dans l'objectif de rendre plus robuste la transmission sans fil par satellite des deux faisceaux orthogonaux transmis en PL, où l'effet du désalignement entre les antennes d'émission et de réception peut détériorer la qualité de la communication, nous associerons au RTH (Figure 6.21a), le polariseur circulaire (PC-CJG) conçu au chapitre 4 comme illustré à la Figure 6.21b. En associant ces deux métasurfaces transmissives nous combinons les fonctions de formation et de dépointage de faisceaux polarisés linéairement (PL) avec la fonction de transformation de polarisation linéaire en polarisation circulaire (PL-à-PC).

6.4.1 Mesures du RTH associé au PC (RTH/PC)

Dans la configuration du prototype RTH/PC présenté à la Figure 6.21b le RTH et le PC-CJG sont séparés par un support métallique d'une épaisseur de 4 mm ($\lambda/4$ à 20 GHz). Cette distance choisie

assure que les réflexions d'ondes entre ces deux surfaces soient suffisamment atténuées et n'influenceront pas la transmission des faisceaux désirés. On rappelle que l'axe du réseau du PC-CJG est orienté de $\psi = \pm 45^\circ$ par rapport à l'axe x et y du RTH. Les ondes transmises par le RTH en polarisations H et V respectivement alignées en x et y, sont orientées avec des angles de 45° et 135° respectivement par rapport à l'axe x du PC. La conversion de la PL en PCG ou PCD est donc relative à la polarisation de l'onde incidente. L'onde incidente polarisée horizontalement le long de l'axe x générera une onde transmise en PCD alors que l'onde incidente polarisée verticalement le long de l'axe y produira une onde transmise en PCG.

La Figure 6.30 montre les mesures des patrons de rayonnement normalisés présentés à la fréquence de conception de 20 GHz ainsi que les performances à la fréquence conception de 20 GHz. Le faisceau transmis en polarisation H par le RTH sera retransmis en PCD tandis que le faisceau transmis en polarisation V par le RTH, sera retransmis en PCG. Tel que désiré, l'excitation du port H du CPDL conduit à la formation d'un faisceau PCD étroit et dépointé à 10° (Figure 6.25a). À l'inverse, lorsque le port V du CPDL est utilisé il en résulte un faisceau PCG plus large centré à 0° (Figure 6.25b). Le niveau de XPD est maintenant de 20 dB pour le faisceau PCD alors que le faisceau PCG (Figure 6.25b) avec un XPD de 17 dB est relevé. Le niveau de SLL est inférieur à -20 dB dans les deux cas.

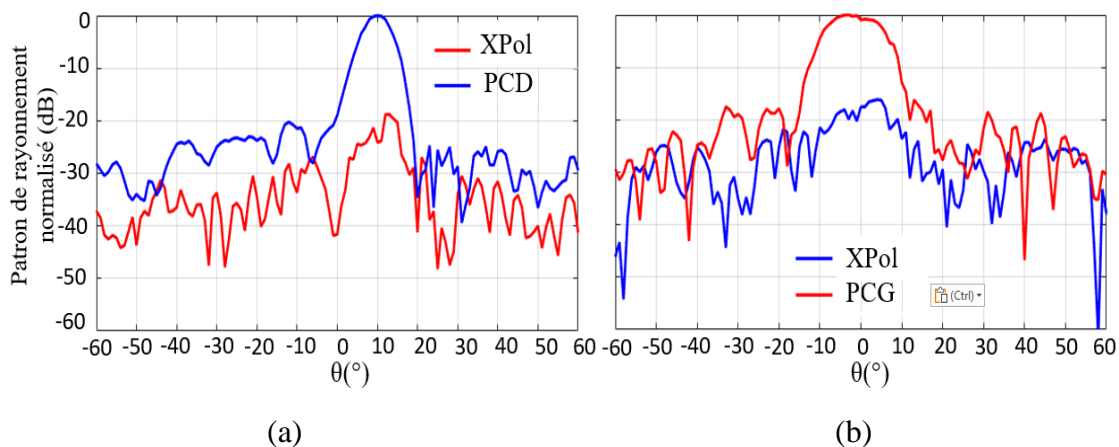


Figure 6.30 Patrons normalisés à $f=20$ GHz pour (a) CDPL en polar H, faisceau PCD et (b) CDPL en polar V, faisceau PCG

La conversion de phases des faisceaux transmis PCD et PCG

Une autre façon de mesurer l'efficacité de la conversion PL-à-PC est par l'analyse des amplitudes et phases des champs transmis E_x et E_y en tournant la polarisation de l'antenne réceptrice de 0° à 180° ou de -90° à 90° .

Ainsi, les composantes de phases φ_x (courbe rouge) et φ_y (courbe bleue) des champs E_x et E_y à la Figure 6.31, peuvent être combinées pour déterminer les sens d'orientation de la polarisation circulaire comme décrite dans l'équation ci-dessus. Telle que pour $\Delta\varphi = (\varphi_x - \varphi_y) < 0^\circ$ (courbe noire) le faisceau transmis est PCG, comme dans le cas la Figure 6.31b, où $\Delta\varphi > -90^\circ$, alors que si $\Delta\varphi > 0^\circ$, le faisceau transmis est PCD, comme dans le cas la Figure 6.31a où $\Delta\varphi > +90^\circ$.

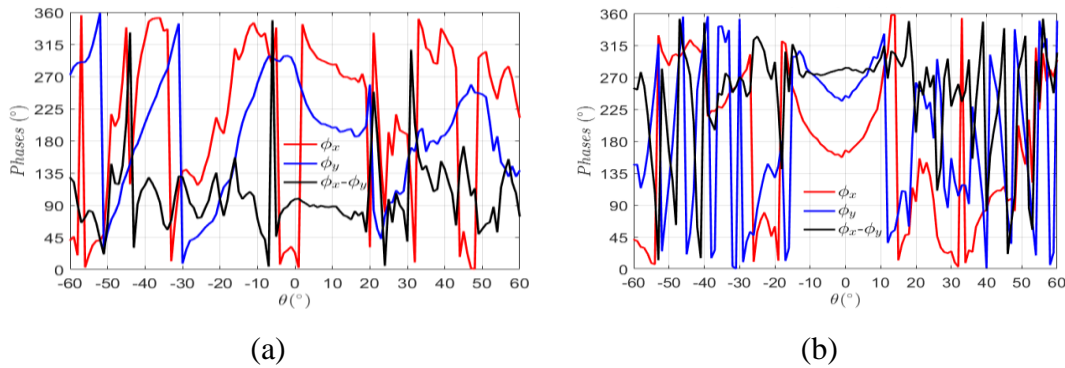


Figure 6.31 Phases φ_x et φ_y des champs E_x et E_y (a) PCD, (b) PCG

En plus des mesures en coupe dans les plans principaux, des mesures sphériques ont été réalisées sur le prototype RTH/PC. Ces mesures ont été effectuées pour les deux ports (H et V) du CPDL dans la plage angulaire ($-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$, $-90^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ$).

6.4.2 Analyse fréquentielle des faisceaux transmis PCD et PCG

Les Figure 6.32 et Figure 6.33 ci-après montrent les patrons normalisés dans la plage de fréquences de 19 à 21 GHz. Ces patrons de rayonnement normalisés sont de bonne qualité pour le faisceau PCD (Figure 6.32a).

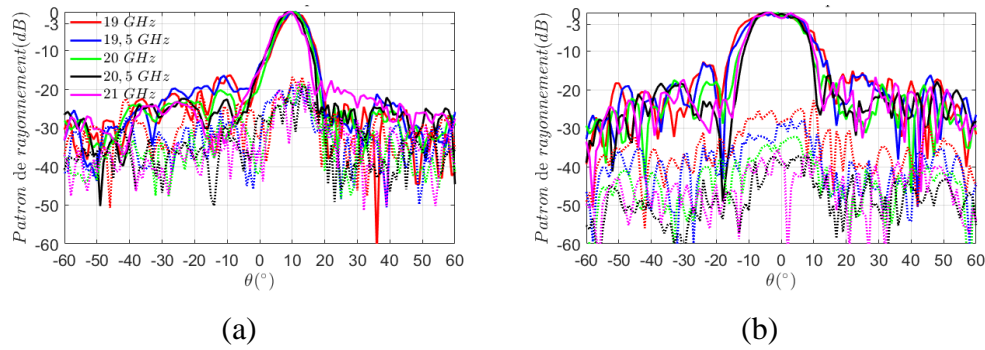


Figure 6.32 Patrons normalisés dans le plan $\nu=0$ avec (a) CDPL en polar H, et (b) CDPL en polar V, à $f=(19 :21\text{GHz})$

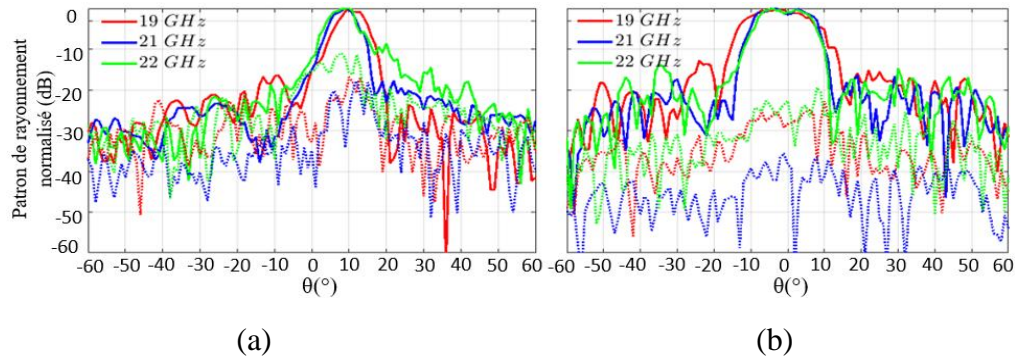


Figure 6.33 Patrons normalisés dans le plan $\nu=0$ avec (a) CDPL en polar H, et (b) CDPL en polar V, à $f = (18\text{-}22\text{GHz})$

Cependant, le faisceau PCG (Figure 6.32b) dans la plage de 19 à 21GHz présentent des patrons dont la largeur du faisceau est plus large. Cette détérioration de la largeur du faisceau PCG pour les fréquences basses 19 GHz et 19.5 GHz peuvent être attribuées à qualité du PC. En effet, nous notons aussi que les faisceaux en PCD et PCG (Figure 6.33a et Figure 6.33b) sont déformés et se dégradent à partir des fréquences de 18 GHz. La détérioration des performances de l'antenne RTH/PC justifiera aux basses fréquences par les performances du PC-CJG mesurées au chapitre. En effet, comme nous l'avions constaté à la Figure 4.6 et Figure 4.7 dans la gamme de fréquences allant de 18,2 GHz à 22 GHz, le coefficient de transmission ($T_{x'}$ et $T_{y'}$) mesuré des ondes transmises est supérieur à -3 dB alors que le RA mesuré est inférieur à 3 dB dans la plage de fréquences ($f=18.5$ à 21.5 GHz). Les ellipses de polarisation sont toutes approximativement vues comme des cercles.

6.4.3 Mesures sphériques en champs lointain

La Figure 6.34a illustre le patron PCD co-polarisé et la Figure 6.34b illustre le patron PCG contra-polarisé, dans le cas où le port X du CPDL est utilisé. On observe, comme dans le cas mesures en coupe dans les plans principaux, la forme circulaire de la distribution du champ rayonné à partir du port vertical (H) du CDPL. De la même manière, la Figure 6.35a illustre le patron PCD (co-polarisation) et la Figure 6.35b illustre le patron PCG (contra-polarisation). On observe la formation du circulaire centré en 0° de la distribution du champ rayonné à partir du port vertical (V) du CDPL. La Figure 6.36 montre les rapports axiaux calculés à 20 GHz pour les branchements aux ports H (a) et V (b) du CDPL dans le plan uv.

Les régions de couleur bleue dans les Figure 6.36a et Figure 6.36b indiquent les zones où le RA est meilleur (inférieur à 2 dB). Ces régions correspondent bien à celles où les niveaux de co-polarisation sont élevés dans les Figure 6.34 et Figure 6.35. On note que le RA (dB) se dégrade rapidement dès qu'on sort du lobe principal dans chaque cas.

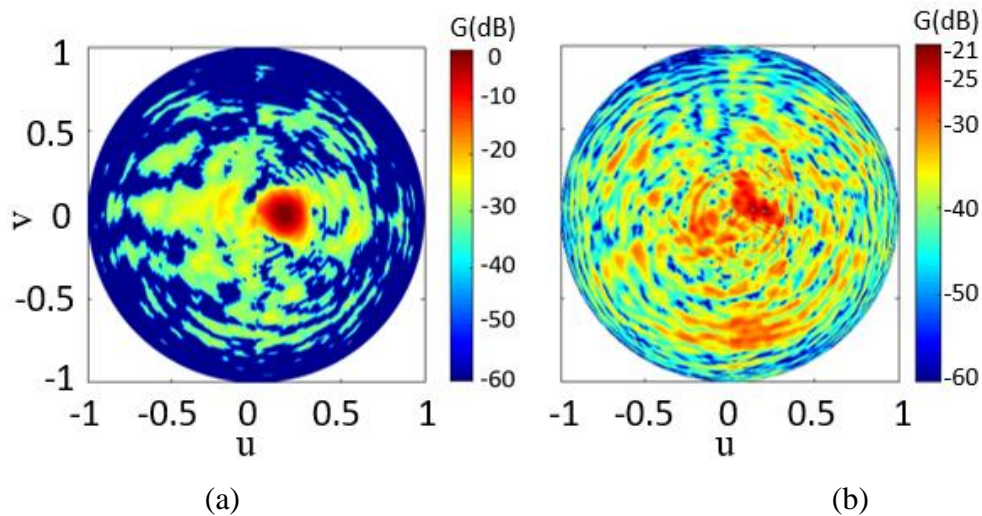


Figure 6.34 Patrons normalisés en champ lointain avec CDPL en polar H (a) PCD, (b) polar croisée

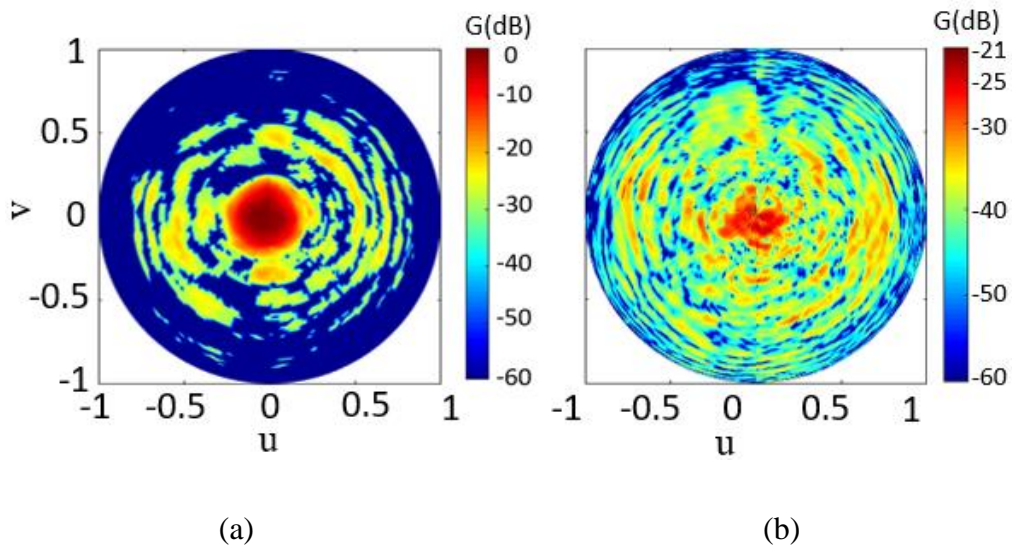


Figure 6.35 Patrons normalisés en champ lointain avec CDPL en polar V (a) en PCG, (b) polar croisée

On rappelle que le polariseur circulaire (PC-CJG) étudié au chapitre 4 indiquait un $RA \leq 1$ dB dans bande de fréquences de 18.75 GHz à 21.5 GHz, tel que montré à la Figure 4.7. L'analyse d'ellipticité de la polarisation du champ \vec{E} mesuré et illustrée à Figure 4.8, montre une rotation acceptable de la polarisation du champ \vec{E} dans cette bande de fréquences.

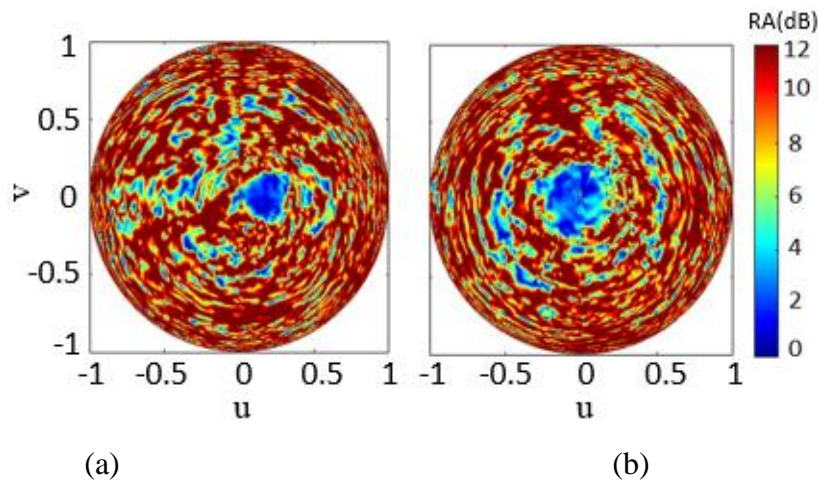


Figure 6.36 Rapport axial (RA) dans le plan uv à 20 GHz (a) Faisceau PCD (avec CDPL en polar H), (b) Faisceau PCG (avec CDPL en polar V)

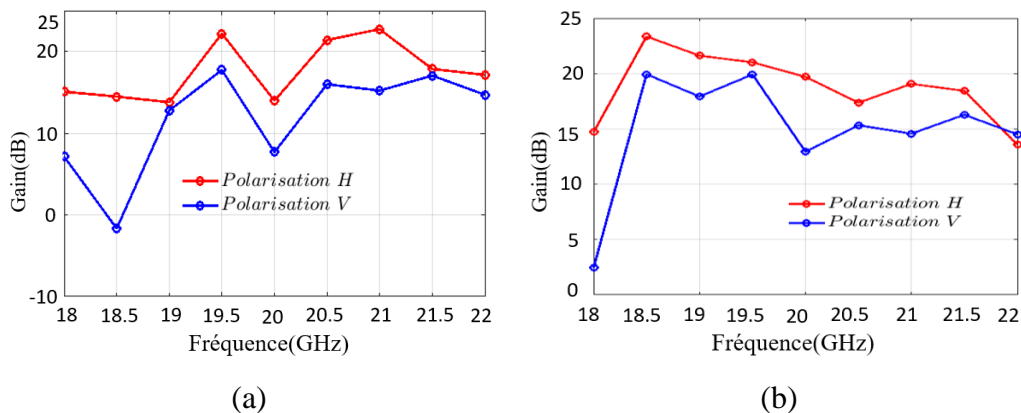


Figure 6.37 Gain(dB) mesurés vs fréquence de patrons de rayonnement en polar H (rouge) et V(bleue) pour (a) RTH seul, (b) du RTH/PC

La réponse en fréquence du gain est représentée sur la Figure 6.37 pour tous le prototype du RTH seul (Figure 6.37a) et lorsque le RTH est associé au PC-CJG (Figure 6.37b) pour les courbes de réponse du gain des patrons en polarisation H (courbe rouge) et V (courbe bleue). On note ici encore que les gains maximums mesurés sont affectés de l'instabilité du système de mesure créant une dispersion fréquentielle de la mesure. Nous allons devoir reprendre ces mesures expérimentales avec le nouveau système de mesure installé au laboratoire Poly-Grames.

Malheureusement, les simulations du grand RTH (53x53 CUBs) ne convergeait due à l'insuffisance de ressources informatiques nécessaires. Cela nous aurait offert comme le cas des RTH de petite taille étudiés précédemment d'avoir des données numériques à analyser alternativement.

6.5 Conclusion

Ce chapitre a présenté l'étude, le dimensionnement, la réalisation et les mesures expérimentales d'un démonstrateur de système d'antenne à double faisceaux orthogonaux en polarisation circulaire gauche et droite (ADFO-PC). L'ADFO-PC associe les performances d'un réseau transmetteur (RTH) fonctionnant en bipolarisation linéaire pour réaliser la formation et le dépointage de faisceaux orthogonaux et fixes, avec un polariseur circulaire (PC-CJG) qui génère deux faisceaux transmis orthogonaux en polarisation circulaire gauche (PCG) et droite (PCD).

D'abord, nous avons simulé avec HFSS, deux réseaux transmetteurs bipolarisés RTH de petite taille afin d'évaluer numériquement la méthode de synthèse MRTH proposée ainsi que les performances en réseau des CUBs, à savoir orthogonalité des faisceaux dans chacune des polarisations et le niveau de XPD du RTH à attendre. Ainsi, les deux prototypes de RTH#1 (faisceaux circulaires concentriques focalisés) et RTH#2 (faisceaux circulaires dépointés à 10°) ont été fabriqués et les résultats de mesures ont été comparé à ceux des simulations numériques obtenus avec HFSS. Un très bon accord entre ces deux types de données montre l'efficacité de la méthode. Nous préconiserons le choix d'un substrat diélectrique homogène et isotrope pour la réalisation de ce type de projet impliquant des réseaux bipolarisés.

Ensuite, nous avons réalisé un prototype RTH de dimension plus grande ($11\lambda \times 11\lambda$) considéré comme le prototype final pour notre travail de recherche auquel nous associons le PC-CJG développé au chapitre 4. Ce RTH composé de 2809 (53×53) CUBs a été synthétisé par la MRTH afin d'obtenir des faisceaux plus minces que les précédents prototypes réalisés. Le prototype fabriqué et présenté dans ce chapitre a été caractérisé expérimentalement et les performances analysées. Les résultats de mesures obtenues sont en accord avec les prédictions pour la capacité de balayage et orthogonalité de faisceaux.

Aussi, les deux faisceaux sont indépendant pour chaque polarisation et le niveau de XPD d'environ 25 dB pour le faisceau dans la polarisation horizontale du CDPL et de 24 dB pour le faisceau dans la polarisation verticale du CPDL est satisfaisant pour ce démonstrateur.

Enfin, la dernière partie de notre travail à consister à positionner le PC-CJG derrière le RTH afin de transformer la polarisation linéaire des faisceaux orthogonaux transmis en sortie du RTH en polarisation circulaire gauche et droite. Les résultats de mesure traduisent un très bon comportement de l'ensemble du système d'antenne proposé. En effet, lorsque la source émet une onde polarisée horizontalement (aligné le long de l'axe x), le système d'antenne transmet un faisceau circulaire formé et dépointé de 10° en champ lointain dont la polarisation est circulaire droite. Le niveau de XPD est alors de 20 dB. Cependant, si la source émet une onde en polarisation verticale (aligné le long de l'axe y), le système d'antenne à double surface transmet un faisceau circulaire formé et centré dans l'axe z en champ lointain dont la polarisation est circulaire gauche avec un niveau de polarisation croisé est d'environ -17 dB. On peut observer que le niveau de polarisation dépend aussi de la taille du faisceau désiré, tout comme le niveau de SLL.

L'objectif de cette étude était de prouver la viabilité du concept de réseau transmetteur bipolarisé

transmettant des faisceaux orthogonaux en polarisation gauche et droite. En effet, sans contraintes de temps, des performances meilleures pourraient être obtenues en gain et en réjection de polarisation croisée, notamment si un démonstrateur plus grand était réalisé avec une source primaire sans défauts. La bande de fréquence d'intérêt est de 18 GHz à 22 GHz, le système d'antenne proposé fonctionnera efficacement entre 19 GHz à 21 GHz puisque la qualité du polariseur a été démontrée dans cette bande. La source primaire n'étant pas aussi parfaite, sans symétrie parfaite entre les deux polarisations horizontale et verticale, affecte nécessairement les performances de l'architecture du système proposé.

Le travail de recherche que nous avons proposé, démontrant une architecture d'antenne pour la transmission de deux faisceaux orthogonaux en double polarisation circulaire gauche et droite, fonctionnant de 19 à 21 GHz. Les travaux ont montré, grâce à la méthode synthèse proposée appliqués à des cellules CUBs introduites par cette thèse, on est capable de contrôler indépendamment deux faisceaux orthogonaux à partir d'un réseau transmetteur bipolarisé RTB afin de formation et dépointage de faisceaux.

CHAPITRE 7 CONCLUSION

7.1 Conclusion

L'objectif de cette thèse était de concevoir un système d'antenne à double faisceaux orthogonaux (ADFO-PC) en polarisation circulaire gauche (PCG) et droite (PCD) en bande Ku pour des liaisons satellites en orbite géostationnaire. L'ADFO-PC devrait être large bande, léger avec un profil faible et permettra de réaliser la formation, le balayage ou le dépointage des faisceaux orthogonaux fixes.

Le montage proposé, est composé d'un réseau transmetteur bipolarisé synthétisé par holographie derrière lequel nous plaçons un polariseur circulaire (PC) double polarisation, l'ensemble étant illuminé par une antenne cornet double modes connecté à un OMT.

Au cours du travail, les contributions suivantes ont été apportées : une méthode simple a été proposée pour la conception d'une cellule multicouche présentant une vertu indispensable d'anisotropie permettant non seulement de concevoir le PC chapitre 4 mais aussi le RTH à large bande démontré au chapitre 6 à partir un seul et même motif élémentaire anisotrope (CEA). Ce CEA associant les motifs de la croix de Jerusalem avec la grille inductive permet une modulation orthogonale des susceptances (MOS) et un contrôle indépendant des susceptances dans les deux directions x et y sur une large gamme de susceptances. Cette MOS du CEA a permis de concevoir des cellules unitaires à 4 couches (CUBs) qui génèrent une modulation orthogonale de phase (MOP) sur au moins 360° (chapitre 3). Ces CUBs conçues ont une largeur de bande avec pertes d'insertion inférieur à 3 dB de 17.5 %. L'évaluation de la contra-polarisation est d'environ -60 dB. Le chapitre 5, implémente de la méthode de synthèse holographic adaptée au RTB (MRTH) a été introduite avec succès. Une étude approfondie de l'efficacité de la méthode proposée par rapport à la taille du motif et les effets de la quantification de phase a été réalisée afin d'utiliser la technique proposée de façon optimale.

Dans le chapitre 6, une série de prototype RTH pour la transmission de faisceaux circulaires ou elliptiques, et dépointés de 10° ou focalisé dans les deux polarisations H et V ont été fabriqué et caractérisé expérimentalement. Les mesures ont démontré un très bon accord entre les patrons désirés et ceux obtenus expérimentalement. Une efficacité de maximale de rayonnement de 40% est obtenue pour les RTH de petite taille alors qu'elle est d'environ 60% pour le grand RTH. L'implémentation du système d'antenne combinant un RTH avec un PC pour obtenir une double

couverture de faisceaux orthogonaux en polarisation circulaire double gauche et droite a été réalisé expérimentalement (chapitre 6) dans le laboratoire de Poly-Grames. Nous avons donc été en mesure de démontrer une nouvelle conception d'ADFO-PC et à polarisation circulaire qui soit, léger, moins couteux et moins complexe que les solutions existantes.

7.2 Travaux futurs

Dans le but d'améliorer les performances et l'efficacité du système d'antenne proposé dans ce travail, un certain nombre d'aspect de ce dernier pourraient être optimisés. D'abord, il serait important de concevoir une nouvelle source primaire (ensemble cornet, transition et OMT) dans l'objectifs de corriger les imperfections notées de cette dernière au chapitre 5.

Ensuite, la mise en place des couches de susceptances sur leur support métallique respectif est réalisée en collant avec un ruban de scotch (ruban tape). Par conséquent, l'adhésion de l'ensemble métal acier, cuivre et substrat diélectrique n'est pas vraiment efficient. Ce qui entrainera une rétractation du substrat diélectrique pouvant causer des ondulations aléatoires de ce dernier et cette déformation pourrait fausser la faible distance entre les couches. Une meilleure ingénierie des supports métalliques pourrait l'usage de vis sur la bande cuivrée prévu à cet effet en bordure du réseau. Aussi, afin de pouvoir assurer l'alignement des ondes incidentes bipolarisés avec les axes x et y respectifs du réseau transmetteur bipolarisé, la conception d'un support intégrant l'antenne cornet double modes avec le réseau transmetteur serait une solution optimale. Aussi, la démonstration du réseau transmetteur double couvertures est réalisé avec un petit réseau de 21x21 CUBs, l'objectif était de concevoir un RTH plus grand de 53x53 CUBs. En effet, des faisceaux contournés de taille plus faible seraient alors réalisables.

Enfin pour terminer, l'intérêt de la conception de ces RT bipolarisés proposés pour des faisceaux fixes de satellites en orbite géostationnaire permettra de doubler capacité du canal de transmission avec deux faisceaux orthogonaux en polarisation dont les contre-polarisations sont optimum. En incorporant un polariseur circulaire double polarisation on obtient des liaisons qui restent robustes face aux différents mécanismes de dépolarisation. En outre, le contrôle indépendant des faisceaux orthogonaux permet un contrôle de la consommation de puissance de transmission. Ce qui est très important pour les liaisons satellites où la charge est une composante importante.

Un développement ultérieur de ce projet serait de concevoir des faisceaux dynamiques c'est-à-dire reconfigurables qui prendrait en compte l'instabilité du canal de transmission surtout pour des

applications mobiles, radar ou pour des applications satellites opérant en orbite terrestre basse ou OTB (LEO en anglais, pour *low earth orbit*) ou moyen, utilisés pour les systèmes de télécommunication, d'imagerie terrestre ou la météorologie. Aussi, le développement de réseaux transmetteurs bipolarisés à formation dynamiques de faisceaux orthogonaux pour l'annulation dynamique des interférences dans le canal de communications.

Les travaux futurs de cette recherche peuvent être listés comme suit :

- Optimisation de la Cellule déphaseuse Bipolarisée (CUB) pour sa contre-polarisation,
- Synthèses et optimisations des multifaisceaux faisceaux avec plusieurs sources primaires,
- Optimisations de l'OMT connecté à la source primaire afin d'améliorer les performances système d'antenne proposé.

RÉFÉRENCES

- [1] S. Richard *et al.*, "Recent Satellite Antenna Developments at MDA," *The Second European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2007*, 2007, pp. 1-7, doi: 10.1049/ic.2007.1490.
- [2] P. SHELTON, «Multiple-feed systems for objectives», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, july 1965.
- [3] S. HOWARD, «On the radiation pattern of a multibeam antenna», *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, Vol. 27, Janvier 1976.
- [4] Á. F. Vaquero, M. R. Pino and M. Arrebola, "Dual-Polarized Shaped-Beam Transmitarray to Obtain a Multizone Coverage for 5G Indoor Communications," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 21, no. 4, pp. 730-734, April 2022, doi: 10.1109/LAWP.2022.3144365.
- [5] K. T. Pham, R. Sauleau, E. Fourn, F. Diaby, A. Clemente and L. Dussopt, "Dual-Band Transmitarrays With Dual-Linear Polarization at Ka-Band," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 12, pp. 7009-7018, Dec. 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2762011.
- [6] Y. Shuyang, Y. Zehong, LI, Xi, *et al.* Dual-band dual-polarized transmitarray with independent control of polarization at each band. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 2022, vol. 32, no 2, p. e22957.
- [7] S. Richard *et al.*, "Recent Satellite Antenna Developments at MDA," *The Second European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2007*, 2007, pp. 1-7, doi: 10.1049/ic.2007.1490.
- [8] E. Amyotte, Y. Demers, L. Hildebrand, M. Forest, S. Riendeau, S. Sierra-Garcia, and J. Uher, "Recent developments in Ka-band satellite antennas for broadband communications," in Proc. 4th Eur. Conf. on *Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2010, pp. 1-5.
- [9] E. Amyotte, Y. Demers, L. Hildebrand, M. Forest, S. Riendeau, S. Sierra-Garcia, and J. Uher, "Recent developments in Ka-band satellite antennas for broadband communications," in Proc. 4th Eur. Conf. on *Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2010, pp.1-5.
- [10] S. K. Rao, "Advanced Antenna Technologies for Satellite Communications Payloads," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 4, pp. 1205-1217, April 2015, doi:10.1109/TAP.2015.2391283.
- [11] B. Palacinet *al.*, "Multibeam antennas for very high throughput satellites in Europe: Technologies and trends," *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2017, pp. 2413-2417, doi:10.23919/EuCAP.2017.7928493.
- [12] H. Fenech, A. Tomatis, S. Amos, V. Soumpholphakdy and D. Serrano-Velarde, "Future High Throughput Satellite systems," *2012 IEEE First AESS European Conference on*

- Satellite Telecommunications (ESTEL)*, 2012, pp. 1-7, doi:10.1109/ESTEL.2012.6400117.
- [13] P. Bosshardt *et al.*, "Thales Alenia Space HTS/V-HTS Multiple Beam Antennas sub-systems on the right track," *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2016, pp. 1-5, doi:10.1109/EuCAP.2016.7481409.
- [14] J. C. Lafond *et al.*, "Thales Alenia Space multiple beam antennas for telecommunication satellites," *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, 2014, pp. 186-190, doi: 10.1109/EuCAP.2014.6901723.
- [15] A. W. Rudge *et al.*, "The Handbook of Antenna Design," Peter Peregrinus Ltd, *IEE*, pp. 466-505, 1986.
- [16] L. J. Ricardi *et al.*, "Radiation pattern calculations for a waveguide lens multiple-beam antenna operating in the AJ mode," *MIT Lincoln Laboratory Technical Note* 1975-25, 1976.
- [17] K. K. Chan *et al.*, "Triangular ray-tube analysis of dielectric lens antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, pp. 1277-1285, August 1997.
- [18] W. Rotman and R. Turner, "Wide-angle microwave lens for line source applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, no. 6, pp. 623-632, November 1963, doi:10.1109/TAP.1963.1138114.
- [19] K. K. Chan *et al.*, "Triangular ray-tube analysis of dielectric lens antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, pp. 1277-1285, August 1997.
- [20] K.K. Chan and S. Rao, "Design of a Rotman lens feed network to generate a hexagonal lattice of multiple beams," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 50, pp. 1099-1108, August 2002.
- [21] G. Toso, P. Angeletti and C. Mangenot, "Multibeam antennas based on phased arrays: An overview on recent ESA developments," *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, 2014, pp. 178-181, doi:10.1109/EuCAP.2014.6901721.
- [23] G. Ruggerini, P. G. Nicolaci, G. Toso and P. Angeletti, "A Ka-Band Active Aperiodic Constrained Lens Antenna for Multibeam Applications: Active discrete lens antennas are promising alternative solutions for multibeam coverage using a single aperture," in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 61, no.5, pp.60-68, Oct. 2019, doi: 10.1109/MAP.2019.2932309.
- [24] G. He, X. Gao, L. Sun and R. Zhang, "A Review of Multibeam Phased Array Antennas as LEO Satellite Constellation Ground Station," in *IEEE Access*, vol. 9, pp.147142-147154, 2021, doi:10.1109/ACCESS.2021.3124318.
- [25] Y. Rahmat-Samii and R. Haupt, "Re_ector antenna developments: A perspective on the past, present and future," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 57, no. 2, pp. 85_95, Apr.2015, doi: 10.1109/MAP.2015.2414534.
- [26] R. S. Elliott, *Antenna Theory and Design*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2003.

- [27] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, 3rd ed. Boston, MA, USA: Artech House, 2017.
- [28] R. L. Haupt, *Antenna Arrays: A Computational Approach*. New York, NY, USA: Wiley, 2010.
- [29] C. Fulton, M. Yeary, D. Thompson, J. Lake and A. Mitchell, "Digital Phased Arrays: Challenges and Opportunities," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 104, no. 3, pp. 487-503, March 2016, doi:10.1109/JPROC.2015.25 01804.
- [30] W. Hong *et al.*, "Multibeam Antenna Technologies for 5G Wireless Communications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 12, pp.6231-6249, Dec. 2017, doi:10.1109/TAP.2017.2712819.
- [31] Fenn, A. J., *Electromagnetics and Antenna Technology*, Artech House, 2017.
- [32] E. Lier and R. Melcher, "A Modular and Lightweight Multibeam Active Phased Receiving Array for Satellite Applications: Design and Ground Testing," in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 51, no. 1, pp. 80-90, Feb. 2009, doi:10.1109/MAP.2009.4939021.
- [33] Rudge AW, Adatia NA. Offset-parabolic-reflector antennas: a review. *Proc IEEE* 1978; 66:1592–618.
- [34] Jones E. Paraboloid reflector and hyperboloid lens antennas. *Trans IRE Prof Group Antennas Propag* 1954; 2:11 9-27.
- [35] Wu X, Eleftheriades GV, van Deventer-Perkins TE. Design and characterization of single- and multiple-beam mm-wave circularly polarized substrate lens antennas for wireless communications. *IEEE Trans Microw Theory Tech* 2001; 49:431–41.
- [36] Born M, Wolf E. *Principle of optics*, 6th ed. New York: Pergamon Press, 1980.
- [37] Huang J, Encinar JA. *Reflectarray antennas*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2007.
- [38] Pozar DM. Flat lens antenna concept using aperture coupled microstrip patches. *Electron Lett* 1996;32:2109-11.
- [39] Ryan CGM, Chaharmir MR, Shaker JRBJ, Antar YMM, Ittipiboon A. A wideband transmitarray using dual-resonant double square rings. *IEEE Trans Antennas Propag* 2010;58:1486–93.
- [40] Li M, Behdad N. Wideband true-time-delay microwave lenses based on metallo-dielectric and all-dielectric lowpass frequency selective surfaces. *IEEE Trans Antennas Propag* 2013; 61:4109–19.
- [41] Hum SV, Perruisseau-Carrier J. Reconfigurable reflectarrays and array lenses for dynamic antenna beam control: a review. *IEEE Trans Antennas Propag* 2014;62:183–98.
- [42] Goodman J. *Introduction to Fourier optics*, 3rd ed. Englewood, CO, USA: Roberts and Company, 2004.
- [43] Gaylord T, Moharam M. Analysis and applications of optical diffraction by gratings. *Proc IEEE* 1985;73:894–937.

- [44] Lukosz W. Optical systems with resolving powers exceeding the classical limit *I.J. Opt. Soc. Am.* 1966;56:1463–72.
- [45] Iizuka K, Mizusawa M, Urasaki S, Ushigome H. Volume type holographic antenna. *IEEE Trans Antennas Propag.* 1975;23:807–10.
- [46] Gallagher NC, Sweeney DW. Computer-generated microwave kinoforms. *Opt. Eng.* 1989; 28:599–604.
- [47] Weiner AM. Femtosecond pulse shaping and processing. *Prog. Quantum Electron.* 1995; 19:161–237.
- [48] Ebbesen TW, Lezec HJ, Ghaemi HF, Thio T, Wolff PA. Extraordinary optical transmission through sub-wavelength hole arrays. *Nature* 1998;391:667–9.
- [49] G. Xu, G. Eleftheriades, and S. Hum, “Discrete-Fourier-Transform Based Framework for Analysis and Synthesis of Cylindrical Omega Bianisotropic Metasurfaces,” *Phys. Rev. Appl.*, vol. 14, 064055, Dec.2020.
- [50] K. Achouri and C. Caloz, "Controllable angular scattering with a bianisotropic metasurface", *Proc. IEEE Int. Symp. Antennas Propag./USNC/URSI Nat. Radio Sci. Meeting*, pp. 1489-1490, 2017.
- [51] C. Pfeiffer and A. Grbic, “Bianisotropic metasurfaces for optimal polarization control: Analysis and synthesis,” *Phys. Rev. Appl.* 2, 044011 (2014).
- [52] M. Bodehou, D. González-Ovejero, C. Craeye and I. Huynen, "Dual-Band Beams Generation with Metasurface based on the EFIE," *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2020, pp. 1-4, doi:10.23919/EuCAP48036.2020.9135966.
- [53] L. Gu, W. Yang and W. Che, "A Dual-Band Dual-Beam Metasurface Antenna," *2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 2019, pp. 661-663, doi: 10.1109/APMC46564.2019.9038648.
- [54] D. Gonzalez-Ovejero, G. Chattopadhyay and S. Maci, "Multiple beam shared aperture modulated metasurface antennas," *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, 2016, pp. 101-102, doi: 10.1109/APS.2016.7695759.
- [55] W. Li *et al.*, "Programmable Coding Metasurface Reflector for Reconfigurable Multibeam Antenna Application," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 1, pp. 296-301, Jan. 2021, doi: 10.1109/TAP.2020.3010801.
- [56] D. González-Ovejero, G. Minatti, G. Chattopadhyay and S. Maci, "Multibeam by Metasurface Antennas," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no.6, pp.2923 -2930, June 2017, doi:10.1109/TAP. 2017.2670622.
- [57] O.Yurduseven and DR. Smith, "Dual-Polarization Printed Holographic Multibeam Metasurface Antenna," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 2738-2741, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2017.2743710.
- [58] A. H. Abdelrahman, F. Yang, A. Z. Elsherbeni and P. Nayeri, "Analysis and Design of Transmitarray Antennas", *Synthesis Lectures on Antennas*, vol. 6, no. 1, pp. 1-175, 2017.

- [59] E. Carrasco, J. A. Encinar, M. Barba, R. Vincenti and R. Sorrentino, "Dual-polarization reflectarray elements for Ku-band Tx/Rx portable terminal antenna," *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, 2010, pp. 1-5.
- [60] H. Hasani and C. Peixeiro, "Dual-band, dual-polarized microstrip reflectarray antenna in Ku band," *2012 Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC)*, 2012, pp. 1-3, doi: 10.1109/LAPC.2012.6402965.
- [61] G. Zhao and Y. Jiao, "Broadband dual-polarization dual-coverage reflectarray antenna," *2011 4th IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, 2011, pp. 102-105, doi:10.1109/MAPE.2011.6156231.
- [62] R. Florencio, J. A. Encinar, R. R. Boix, V. Losada and G. Toso, "Reflectarray Antennas for Dual Polarization and Broadband Telecom Satellite Applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 4, pp. 1234-1246, April 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2391279.
- [63] J. A. Encinar *et al.*, "Dual-Polarization Dual-Coverage Reflectarray for Space Applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 10, pp. 2827-2837, Oct. 2006, doi: 10.1109/TAP.2006.882 172.
- [64] J. A. Encinar *et al.*, "Dual-polarization reflectarray in Ku-band based on two layers of dipole arrays for a transmit-receive satellite antenna with South American coverage," *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2017, pp. 80-83, doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928197.
- [65] H. Nematollahi, J.-J. Laurin, J. Page et J. Encinar, «Design of Broadband Transmitarray Unit Cells With Comparative Study of Different Numbers of Layers,» *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 63, pp. 1473-1481, Apr 2015.
- [66] D. M. Pozar, «Flat lens antenna concept using aperture coupled microstrip patches,» *IEE Electronics Letters*, vol. 32, pp. 2109-2111, Nov 1996.
- [67] K.-W. Lam, S.-W. Kwok, Y. Hwang et T. Lo, «Implementation of transmitarray antenna concept by using aperture-coupled microstrip patches,» *in the Proceedings of 1997 Asia-Pacific Microwave Conference*, vol. 1, pp. 433-436, 1997.
- [68] A. Abbaspour-Tamijani, K. Sarabandi et G. M. Rebeiz, «Antenna-filter-antenna arrays as a class of bandpass frequency-selective surfaces,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, pp. 1781-1789, Aug 2004.
- [69] A. Abbaspour-Tamijani, K. Sarabandi et G. M. Rebeiz, «A millimetre-wave bandpass filter lens array,» *in IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 1, pp. 388-395, Apr 2007.
- [70] D. T. White, J. P. Ebling et G. Rebeiz, «A wide-scan printed planar K-band microwave lens,» *in IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 4A, pp. 313-316, 2015.

- [71] P. P. de la Torre and M. Sierra-Castaner, "Design of a 12 GHz transmit-array," *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007, pp. 2152-2155, doi: 10.1109/APS.2007.4395953.
- [72] H. Kaouach, L. Dussopt, R. Sauleau et T. Koleck, «Design and demonstration of 1-bit and 2-bit transmit-arrays at x-band frequencies,»in *European Microwave Conference 2009 (EuMC2009)*, pp. 918-921, Sep 2009.
- [73] C. G. Ryan, J. Bray, Y. Antar, M. Chaharmir, J. Shaker et A. Ittipiboon, «A broadband transmitarray using double square ring elements, » in *Antenna Technology and Applied Electromagnetics and the Canadian Radio Science Meeting*, pp. 1-4, Feb 2009.
- [74] C. G. Ryan, M. Chaharmir, J. Shaker, J. Bray, Y. Antar et A. Ittipiboon, «A wideband transmitarray using dual-resonant double square rings,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 1486-1493, May 2010.
- [75] A. Abdelrahman, A. Elsherbeni et F. Yang, «High-Gain and Broadband Transmitarray Antenna Using Triple-Layer Spiral Dipole Elements, » *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, Jul 2014.
- [76] J. Yu, L. Chen, J. Yang et X. Shi, «Design of a Transmitarray Using Split Diagonal Cross Elements with Limited Phase Range,»*IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, pp.1-1, 2016.
- [77] Y. Wang, D. Deguchi et M. Tsuji, «Flat Lens Based on Aperture-coupled-patch FSS with Fourpole Resonance Behavior,»in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Society*, Jul 2012.
- [78] A. Abdelrahman, A. Elsherbeni et F. Yang, «Transmitarray Antenna Design Using Cross-Slot Elements With No Dielectric Substrate,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, 2014.
- [79] A. Abdelrahman, F. Yang, A. Elsherbeni et A. Khidre, «Transmitarray Antenna Design using Slot-Type Element,» *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Society*, Jul 2013.
- [80] G. Liu, H. Wang, J. Jiang, F. Xue et M. Yi, «A High Efficiency Transmitarray Antenna Using Double Split Rings Slot Elements,»in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.14, 2015.
- [81] M. A. Al-Joumayly et N. Behdad, «Wideband Planar Microwave Lenses Using Sub-Wavelength Spatial Phase Shifters,»*IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, n° %112, pp. 4542-4552, 2011.
- [82] J. Oh, «Millimeter-Wave Thin Lens Employing Mixed-Order Elliptic Filter Arrays,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, n° %17, pp. 3222-3227, 2016.
- [83] R. Phillion et M. Okoniewski, «Lenses for circular polarization using planar arrays of rotated passive elements, » *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 59, pp. 1217-1227, Apr 2011.

- [84] J. Yu, L. Chen et X. Shi, «A Multilayer Dipole-Type Element for Circularly Polarized Transmitarray Applications,»*IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 1877-1880, 2016.
- [85] P. Naseri, F. Khosravi et P. Mousavi, «Antenna-Filter-Antenna-Based TransmitArray for Circular Polarization Application,»*IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 1389-1392, 2017.
- [86] L. Di-Palma, A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier et P. Pouliguen, «Circularly polarized transmitarray with sequential rotation in Ka-band,»*IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 63, n° %111, pp. 5118-5124, 2015.
- [87] C. Tian, Y. C. Jiao et G. Zhao, «Circularly Polarized Transmitarray Antenna Using Low-Profile Dual-Linearly Polarized Elements,»*IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 465-468, 2017.
- [88] Y. Hou, X. Liu, Y. Li, Z. Zhang et Z. Feng, «Circular polarization transmitarray element with linear polarization feed, » chez *The IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT 2016)*, Beijing, 2016.
- [89] E. Plaza, G. Leon, S. Loredó et F. Las-Heras, «Dual polarized transmitarray lens, » chez *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, The Hague, Netherlands, 2014.
- [90] X. Zhong, L. Chen, Y. Shi et X. Shi, «Design of Multiple-Polarization Transmitarray Antenna Using Rectangle Ring Slot Elements,»*IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.15, pp. 1803-1806, 2016.
- [91] M. O. Bagheri, H. R. Hassani and B. Rahmati, "Dual-band dual-polarised metallic slot transmitarray antenna", *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 11, no. 3, pp. 402-409, Feb. 2017.
- [92] R. Y. Wu, Y. B. Li, W. Wu, C. B. Shi et T. J. Cui, «High-gain dual-band transmitarray,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, n° %17, pp. 3481-3488, 2017.
- [93] P. Naseri, R. Mirzavand et P. Mousavi, «Dual-band circularly polarized transmit-array unitcell at X and K bands, » chez *The 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2016)*, Davos, Switzerland, 2016.
- [94] M. Li, M. Al-Joumayly et N. Behdad, «Broadband True-Time-Delay Microwave Lenses Based on Miniaturized Element Frequency Selective Surfaces,»*IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 1166-1179, Mar 2013.
- [95] A. Abdelrahman, P. Nayeri, A. Elsherbeni et F. Yang, «Bandwidth Improvement Methods of Transmitarray Antennas,» *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 63, pp. 2946-2954, 2015.
- [96] H. Nematollahi, J.-J. Laurin, J. Page et J. Encinar, «Design of Broadband Transmitarray Unit Cells With Comparative Study of Different Numbers of Layers,» *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 63, pp. 1473-1481, Apr 2015.

- [97] H. Nematollahi, J.J. Laurin, M. Barba et J. A. Encinar, «Realization of Focused Beam and Shaped Beam Transmitarrays Based on Broadband Unit Cells,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, n° %18, pp. 4368-4373, 2017.
- [98] F. Diaby et e. al, «Wideband circularly-polarized 3-bit transmitarray antenna in Ka-band,» chez *The 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2017)*, Paris, 2017.
- [99] B. Rahmati et H. Hassani, «High-Efficient Wideband Slot Transmitarray Antenna,»*IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, n° %111, pp. 5149-5155, 2015.
- [100] M. Niroo-Jazi, M. R. Chaharmir, J. Shaker et A. R. Sebak, «Broadband Transmitarray Antenna Design Using Polarization-Insensitive Frequency Selective Surfaces,»*IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, n° %11, pp. 99-108, 2016
- [101] Ansys, HFSS v.15, www.ansys.com..
- [102] C.-C. Cheng et A. Abbaspour-Tamijani, «Study of 2-bit antenna-filter-antenna elements for reconfigurable millimeter-wave lens arrays,»*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, pp. 4498-4506, Dec 2006.
- [103] C.-C. Cheng, B. Lakshminarayanan et A. Abbaspour-Tamijani, «A programmable lens-array antenna with monolithically integrated mems switches,»*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, pp. 1874-1884, Aug 2009.
- [104] A. Clemente, L. Dussopt, B. Reig, R. Sauleau, P. Potier et P. Pouliguen, «1-bit mems based reconfigurable unit-cell for transmit-array antennas at x-band frequencies,»*in the 13th International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems (MEMSWAVE)*, 2012.
- [105] J. Lau et S. Hum, «Analysis and characterization of a multipole reconfigurable transmitarray element,»*IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, pp. 70-79, Jan 2011.
- [106] J. Lau et S. Hum, «Reconfigurable transmitarray design approaches for beamforming applications,»*IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 5679-5689, Dec 2012.
- [107] J. Y. Lau et S. V. Hum, «A Planar Reconfigurable Aperture With Lens and Reflectarray Modes of Operation,»*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, n° %112, pp. 3547-3555, 2010.
- [108] J. Lau et S. Hum, «A wideband reconfigurable transmitarray element,»*IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 1303-1311, Mar 2012.
- [109] M. Sazegar et e. al, «Beam Steering Transmitarray Using Tunable Frequency Selective Surface With Integrated Ferroelectric Varactors,»*IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, n° %112, pp. 5690-5699, 2012.
- [110] M. Frank, R. Weigel et A. Koelpin, «Design of a 24 GHz reconfigurable transmitarray element with continuous phase range,» chez *The 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2017)*, Paris, 2017.

- [111] W. Pan, C. Huang, X. Ma et X. Luo, «An amplifying tunable transmitarray element,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 702-705, 2014.
- [112] A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier et P. Pouliguen, «1-bit reconfigurable unit cell based on pin diodes for transmit-array applications in x -band,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 2260-2269, May 2012.
- [113] L. Di Palma, A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier and P. Pouliguen, "1-Bit Reconfigurable Unit Cell for Ka-Band Transmitarrays," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 560-563, 2016, doi: 10.1109/LAWP.2015.2458179.
- [114] C. Huang, W. Pan et X. Luo, «Low-Loss Circularly Polarized Transmitarray for Beam Steering Application,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, pp. 4471-4476, Oct 2016.
- [115] L. Di-Palma, A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier et P. Pouliguen, «Circularly polarized reconfigurable unit-cell for transmitarray applications in Ka-band,» chez *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Fajardo, 2016.
- [116] C. Huang, W. Pan, X. Ma et X. Luo, «1-Bit Reconfigurable Circularly Polarized Transmitarray in X-Band,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 448-451, 2016.
- [117] W. Pan, C. Huang, X. Ma, B. Jiang et X. Luo, «A dual linearly polarized transmitarray element with 1-bit phase resolution in x-band,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.14, pp. 167-170, 2015.
- [118] C. Huang, W. Pan, X. Ma, B. Zhao, J. Cui et X. Luo, «Using Reconfigurable Transmitarray to Achieve Beam-Steering and Polarization Manipulation Applications,» *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 63, pp. 4801-4809, Nov 2015.
- [119] T. Chaloun, C. Hillebrand, C. Waldschmidt et W. Menzel, «Active transmitarray submodule for k/ka band satcom applications,» in *German Microwave Conference (GeMiC)*, pp. 198-201, March 2015.
- [120] M. Ben A, *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design. JOHN WILEY & SONS, INC., 2000.*
- [121] H. Nematollahi, J.-J. Laurin, J. E. Page, and J. A. Encinar, “Design of Broadband Transmitarray Unit Cells With Comparative Study of Different Numbers of Layers,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 4, pp. 1473–1481, Apr. 2015, doi: 10.1109/TAP.2015 .2402285.
- [122] M.-A. Joyal and J.-J. Laurin, “Design of thin circular polarizers,” in *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Jul. 2011, pp. 2653–2656. doi: 10.1109/APS.2011.5997070.
- [123] M. Joyal and J. Laurin, "Analysis and design of thin circular polarizers based on meander lines", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 6, pp. 3007-3011, Jun. 2012.
- [124] L. N. A. Bamogho, J.-J. Laurin, and M. A. Moharram, “Flexible Anisotropic Metasurface Transmitarray Unit Cell Design,” in *2018 18th International Symposium*

- on *Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, Aug. 2018, pp. 1–2. doi: 10.1109/ANTEM.2018.8572957.
- [125] A. H. Abdelrahman, P. Nayeri, A. Z. Elsherbeni, and F. Yang, “Bandwidth Improvement Methods of Transmitarray Antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 7, pp. 2946–2954, Jul. 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2423706.
- [126] M. A. Al-Joumayly and N. Behdad, “A Generalized Method for Synthesizing Low-Profile, Band-Pass Frequency Selective Surfaces With Non-Resonant Constituting Elements,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 12, pp. 4033–4041, Dec. 2010, doi: 10.1109/TAP.2010.2078474.
- [127] A. H. Abdelrahman, A. Z. Elsherbeni, and F. Yang, “Transmission Phase Limit of Multilayer Frequency-Selective Surfaces for Transmitarray Designs,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 2, pp. 690–697, Feb. 2014, doi: 10.1109/TAP.2013.2289313.
- [128] J. Y. Lau and S. V. Hum, “Analysis and Characterization of a Multipole Reconfigurable Transmitarray Element,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 1, pp. 70–79, Jan. 2011, doi: 10.1109/TAP.2010.2090456.
- [129] Paul F. Goldsmith - *Quasioptical Systems: Gaussian Beam Quasioptical Propagation and Applications (IEEE Press Series on RF and Microwave Technology)*.
- [130] G. Xu, S. V. Hum, and G. V. Eleftheriades, “A Technique for Designing Multilayer Multistopband Frequency Selective Surfaces,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 2, pp. 780–789, Feb. 2018, doi: 10.1109/TAP.2017.2772089.
- [131] C. Pfeiffer and A. Grbic, “Millimeter-Wave Transmitarrays for Wavefront and Polarization Control,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 12, pp. 4407–4417, Dec. 2013, doi: 10.1109/TMTT.2013.2287173.
- [132] T.-K. Wu, “Meander-line polarizer for arbitrary rotation of linear polarization”, *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 4, no. 6, pp. 199-201, 1994.
- [133] G. L. Matthaei, L. Young and E. M. Jones, “Design of microwave filters impedance-matching networks and coupling structures volume 2”, DTIC Document Tech. Rep., pp. 85-86, 1963.
- [134] Zverev, Anatol I., *Handbook of Filter Synthesis*, 1967, John Wiley & Sons, p. 44
- [135] C. Bowick, *RF Circuit Design*, MA, *Boston: Newnes, 2008*.
- [136] Y. Ge, C. Lin, and Y. Liu. Broadband folded transmitarray antenna based on an ultrathin transmission polarizer. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pages 1–1, 2018.
- [137] S. H. Ramazannia Tuloti, P. Rezaei, and F. Tavakkol Hamedani. High-efficient wideband transmitarray antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 17(5) :817–820, May 2018.
- [138] E. Erfani, S. O. Tatu, M. Niroo-Jazi, and S. Safavi-Naeini. A millimeter-wave transmitarray antenna. In *2016 17th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, pages 1–2, July 2016.

- [139] R. Madi, A. Clemente and R. Sauleau, "Dual-Band Dual-Linearly Polarized Transmitarray at Ka-Band," *2020 50th European Microwave Conference (EuMC)*, 2021, pp.340-343, doi: 10.23919/EuMC48046.2021.9337962.
- [140] R. Madi, A. Clemente and R. Sauleau, "Dual-Band Dual-Linearly Polarized Transmitarray at Ka-Band," *2020 50th European Microwave Conference (EuMC)*, 2021, pp.340-343, doi:10.23919/EuMC48046.2021.9337962.
- [141] K. T. Pham, R. Sauleau, E. Fourn, F. Diaby, A. Clemente and L. Dussopt, "Dual-Band Transmitarrays With Dual-Linear Polarization at Ka-Band," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 12, pp. 7009-7018, Dec. 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2762011.
- [142] Z. H. Jiang, L. Kang, T. Yue, W. Hong and D. H. Werner, "Wideband Transmit Arrays Based on Anisotropic Impedance Surfaces for Circularly Polarized Single-Feed Multibeam Generation in the Q-Band," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 1, pp. 217-229, Jan. 2020, doi: 10.1109/TAP.2019.2943343.
- [143] M. Joyal and J. Laurin, "Analysis and design of thin circular polarizers based on meander lines", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 6, pp. 3007-3011, Jun. 2012.
- [144] L. N. A. Bamogho, J. Laurin and M. A. Moharram, "Design of a Flexible Broadband RHCP/LHCP Polarizer Unit-Cell," *2018 18th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, 2018, pp. 1-2, doi: 10.1109/ANTEM.2018.8572935.
- [145] C. Terret, J. Levrel and K. Mahdjoubi, "Susceptance computation of a meander-line polarizer layer," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 32, no. 9, pp. 1007-1011, September 1984, doi: 10.1109/TAP.1984.1143456.
- [146] L. Young, L. Robinson, and C. Hacking, "Meander-line polarizer," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 21, pp. 376-378, May 1973.
- [147] R.-S. Chu and K.-M. Lee, "Analytical model of a multilayered meander line polarizer plate with normal and oblique plane-wave incidence," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-35, no. 6, pp. 652-661, 1987.
- [148] M. Hosseini and S. V. Hum, "A Circuit-Driven Design Methodology for a Circular Polarizer Based on Modified Jerusalem Cross Grids," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 10, pp. 5322-5331, Oct. 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2740972.
- [149] S. M. A. Momeni Hasan Abadi and N. Behdad, "Wideband Linear-to-Circular Polarization Converters Based on Miniaturized-Element Frequency Selective Surfaces," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 2, pp. 525-534, Feb. 2016, doi: 10.1109/TAP.2015.2504999.
- [150] Á. F. Vaquero, M. R. Pino and M. Arrebola, "Dual-Polarized Shaped-Beam Transmitarray to Obtain a Multizone Coverage for 5G Indoor Communications," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 21, no. 4, pp. 730-734, April 2022, doi: 10.1109/LAWP.2022.3144365.

- [151] Y. Shuyang, Y. Zehong, LI, Xi, *et al.* Dual-band dual-polarized transmitarray with independent control of polarization at each band. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 2022, vol. 32, no 2, p. e22957.
- [152] S. Mener, R. Gillard, R. Sauleau, A. Bellion and P. Potier, "Dual circularly polarized reflectarray with independent control of polarizations", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 4, pp. 1877-1881, Apr. 2015.
- [153] B. P.Ng, M. H. Er, and C. Kot, "Flexible array synthesis method using quadratic programming," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 11, pp. 1541–1550, 1993.
- [154] T. Isernia, P. D. Iorio, and F. Soldovieri, "An effective approach for the optimal focusing of array fields subject to arbitrary upper bounds," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 12, pp. 1837–1847, 2000.
- [155] S. Boyd and L.Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge University Press, 2009.
- [156] O. M. Bucci, L. Caccavale, and T. Isernia, "Optimal far-field focusing of uniformly spaced arrays subject to arbitrary upper bounds in nontarget directions," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 11, pp. 1539–1554, 2002.
- [157] F. Ares, J. Fondevila-Gomez, G. Franceschetti, E. Moreno-Piquero, and J. A. Rodriguez-Gonzalez, "Synthesis of very large planar arrays for prescribed footprint illumination," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 2, pp.584–589, 2008.
- [158] D. H. Schaubert, A. O. Boryssenko, A. van Ardenne, J. G. B. de Vaate, and C. Craeye, "The square kilometer array (SKA) antenna," in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, pp. 351–358, October 2003.
- [159] J. Nocedal and S. J. Wright, *Numerical Optimization*, Springer, New York, NY, USA, 2006.
- [159] F. J. Ares-Pena, J. A. Rodriguez-Gonzalez, E. Villanueva-Lopez, and S. R. Rengarajan, "Genetic algorithms in the design and optimization of antenna array patterns," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 3, pp. 506–510, 1999.
- [160] D. Marciano and F. Dur'an, "Synthesis of antenna arrays using genetic algorithms," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 42, no. 3, pp. 12–20, 2000.
- [162] L. Shi, Y. Deng, H. Sun, R. Wang, J.Ai, and H. Yan, "An improved real-coded genetic algorithm for the beam forming of spaceborne SAR," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 6, pp. 3034–3040, 2012.
- [163] W. T. Li, X.W. Shi, and Y. Q. Hei, "An improved particle swarm optimization algorithm for pattern synthesis of phased arrays," *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 82, pp. 319–332, 2008.
- [164] K. V. Deligkaris, Z. D. Zaharis, D. G. Kampitaki, S. K. Goudos, I. T. Rekanos, and M. N. Spasos, "Thinned planar array design using boolean PSO with velocity mutation," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 3, pp. 1490–1493, 2009.

- [165] T. H. Ismail and Z. M. Hamici, "Array pattern synthesis using digital phase control by quantized particle swarm optimization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 6, pp. 2142–2145, 2010.
- [166] D. Boeringer and D. Werner, "Particle swarm optimization versus genetic algorithms for phased array synthesis", *IEEE Trans. Ant. Propagat.*, vol. 52, no. 3, pp. 771-779, Mar. 2004.
- [167] W. P. M. N. Keizer, "Fast low-sidelobe synthesis for large planar array antennas utilizing successive fast Fourier transforms of the array factor," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 3, pp. 715–722, 2007.
- [168] J. L. Gomez-Tornero, A. J. Martinez-Ros, and R. Verdu-Monedero, "FFT synthesis of radiation patterns with wide nulls using tapered leaky-wave antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 518–521, 2010.
- [169] K. Yang, Z. Zhao, and Q. H. Liu, "Fast pencil beam pattern synthesis of large unequally spaced antenna arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 2, pp. 627–634, 2013.
- [170] O. Yurduseven, D. R. Smith and T. Fromenteze, "Computational Millimeter-wave Spotlight Imaging using Holographic Metasurface Antennas", *2018 IEEE-APS URSI*, pp. 8-13, Boston, MA, USA, July 2018
- [171] O. Yurduseven and D. R. Smith, "Dual-polarization printed holographic multibeam metasurface antenna", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 2738-2741, 2017.
- [172] Latychevskaia, T. & Fink, H.-W. Resolution enhancement in digital holography by self-extrapolation of holograms. *Optics Express* 21, 7726–33 (2013).
- [173] N. S. Balbekin, M. S. Kulya, A. V. Belashov, A. Gorodetsky, and N. V. Petrov, "Increasing the resolution of the reconstructed image in terahertz pulse time-domain holography," *Sci. Rep.* 9, 180 (2019).
- [174] T. Latychevskaia, "Reconstruction of missing information in diffraction patterns and holograms by iterative phase retrieval," *Opt. Commun.* 452, 56–67 (2019).
- [175] Latychevskaia, T., Chushkin, Y. & Fink, H. W. Resolution enhancement by extrapolation of coherent diffraction images: a quantitative study on the limits and a numerical study of nonbinary and phase objects. *Journal of Microscopy* 264, 3–13 (2016).
- [176] ANSYS "High Frequency Electromagnetic Field Simulation, Release 18.0," Accessed: Feb. 2017.
- [177] R. Gholami, P. Naseri, P. Triverio and S. V. Hum, "An Efficient Integral Equation Method for Full-Wave Analysis of Inhomogeneous Electromagnetic Surfaces With Connected Conductors," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 7, pp. 5647-5658, July 2022, doi: 10.1109/TAP.2022.3145482
- [178] J. E. Roy and L. Shafai, "Generalization of the Ludwig-3 definition for linear copolarization and cross polarization," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 6, pp. 1006-1010, June 2001, doi: 10.1109/8.931162.

- [179] H. Lei, Y. Liu, Y. Jia, Z. Yue and X. Wang, "A Low-Profile Dual-Band Dual-Circularly Polarized Folded Transmitarray Antenna With Independent Beam Control," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 5, pp. 3852-3857, May 2022, doi: 10.1109/TAP.2021.3125419.
- [180] C. Zhang et al., "A planar integrated folded reflectarray antenna with circular polarization", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 1, pp. 385-390, Jan. 2017.
- [181] R. Deng, S. Xu, F. Yang and M. Li, "Single-layer dual-band reflectarray antennas with wide frequency ratios and high aperture efficiencies using Phoenix elements", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 2, pp. 612-622, Feb. 2017.
- [182] P. Naseri, M. Riel, Y. Demers and S. V. Hum, "A dual-band dual-circularly polarized reflectarray for K/Ka-band space applications", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 6, pp. 4627-4637, Jun. 2020.
- [183] Z. Zhang, H. Luyen, J. H. Booske and N. Behdad, "A dual-band polarization-rotating reflectarray with independent phase control at each band", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 69, no. 9, pp. 5546-5558, Sep. 2021.
- [184] H. Hasani, J. S. Silva, S. Capdevila, M. Garcia-Vigueras and J. R. Mosig, "Dual-band circularly polarized transmitarray antenna for satellite communications at (20 30) GHz", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 8, pp. 5325-5333, Aug. 2019.
- [185] Y.-M. Cai et al., "Dual-band circularly polarized transmitarray with single linearly polarized feed", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 6, pp. 5015-5020, Jun. 2020.
- [186] J. Yang et al., "Folded transmitarray antenna with circular polarization based on metasurface", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 69, no. 2, pp. 806-814, Feb. 2021.

ANNEXES

ANNEXE A ÉQUATION QUADRATIQUE

Les équations (3.9 à (3.12) sont utilisées pour assurer une transmission maximale $|S_{21}| = 1$:

$$y_o = 1$$

$$y_1 = y_o + jb_1 \quad (3.9)$$

$$y_2 = \frac{y_1 + j \tan \theta_1}{1 + jy_1 \tan \theta_1} \quad (3.10)$$

$$y_3 = y_2 + jb_2 \quad (3.11)$$

$$y'_{in} = \frac{y_3 + j \tan \frac{\theta_2}{2}}{1 + jy_3 \tan \frac{\theta_2}{2}} \quad (3.12)$$

En imposant que la partie imaginaire de y'_{in} soit nulle l'équation (3.12) conduit à la condition d'adaptation (*Matching condition*) suivante $\Im m(y'_{in}) = 0$.

Cette condition d'adaptation pour un maximum de transmission génère une équation quadratique dont la résolution permet d'obtenir une relation entre les susceptances b_1 versus b_2 . Où on déduit $b_2 = f(b_1)$ dans l'équation (3.13) :

$$\begin{aligned} & b_2^2(-n - m^2n + b_1^2m^2n) + b_2(2b_1^2mn + 2b_1^2m^2 \\ & + 2 + 2m^2 - 4b_1m - 2b_1n + 2b_1m^2n) \\ & + 2b_1 - 2b_1m^2 - 4b_1mn - 2b_1^2m - b_1^2n + b_1^2m^2n = 0 \end{aligned} \quad (3.13)$$

Avec $m = \tan \theta_1$ et $n = \tan(\frac{\theta_2}{2})$.

ANNEXE B ANALYSE FRÉQUENTIELLE DU CDPL

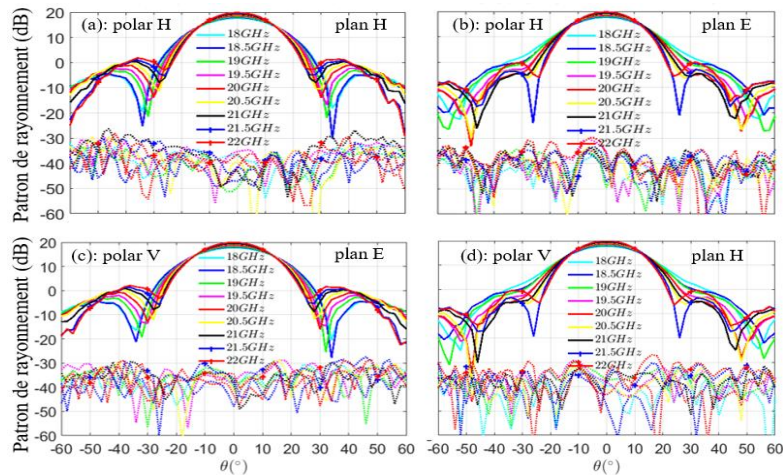


Figure B. 1 Simulations du CDPL dans HFSS, (a-b) polar H, (c-d) polar V

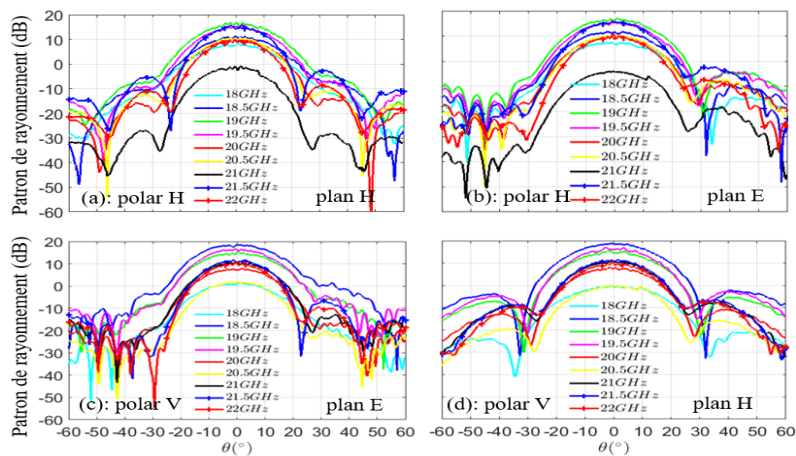


Figure B. 2 Mesures expérimentales du CDPL fabriqué, (a-b) polar H, (c-d) polar V, avec l'ancien système de mesure

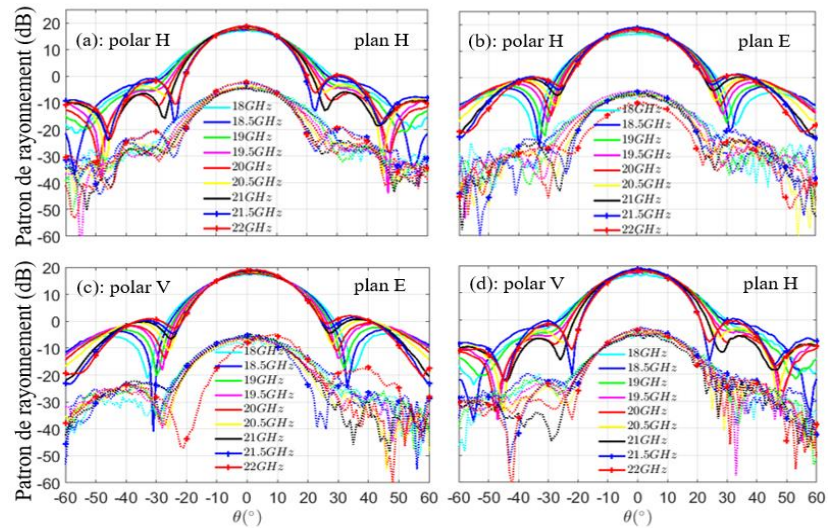


Figure B. 3 Mesures expérimentales du CDPL fabriqué, (a-b) polar H, (c-d) polar V avec le nouveau système de mesure

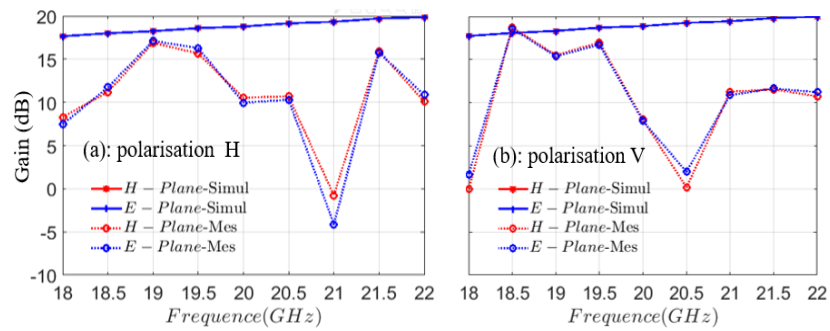


Figure B. 4 Réponse en fréquence du CDPL, (a) polar H, (b) polar V avec l'ancien système de mesure

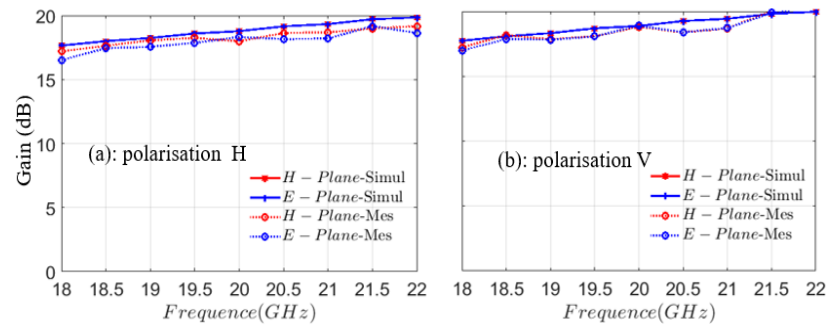


Figure B. 5 Réponse en fréquence du CDPL, (a) polar H, (b) polar V avec le nouveau système de mesure

ANNEXE C INVESTIGATION DES PERFORMANCES DE L'OMT ET DU SUPPORT MÉTALLIQUE

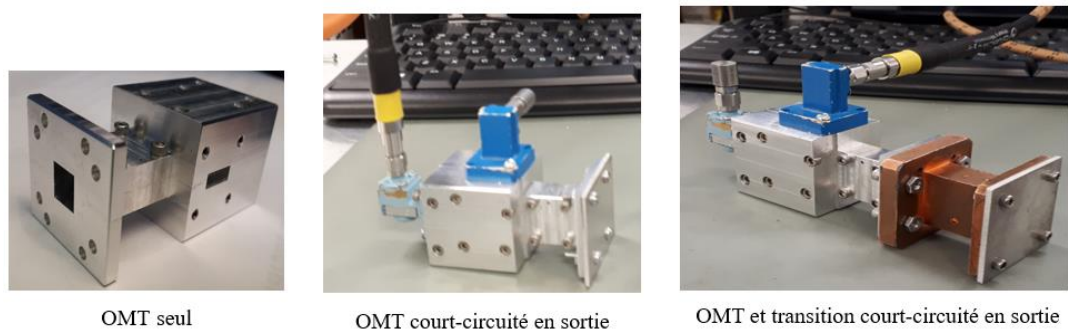


Figure C. 1 Investigation des pertes du CDPL, mesure des S11 dans les polar H et V

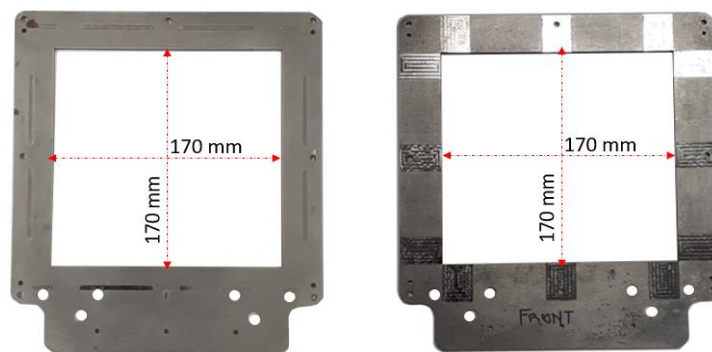
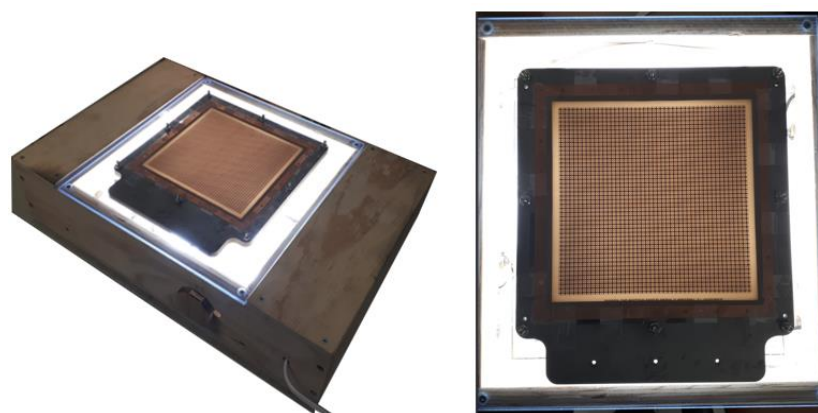


Figure C. 2 Support métallique (face avant – face arrière)



(a) Vue de profil 3D avec le RTH (b) Vue de dessus

Figure C. 3 La planche éclairée en bois avec le RTH

ANNEXE D INTERCONNEXION DE BASE DE DONNÉES

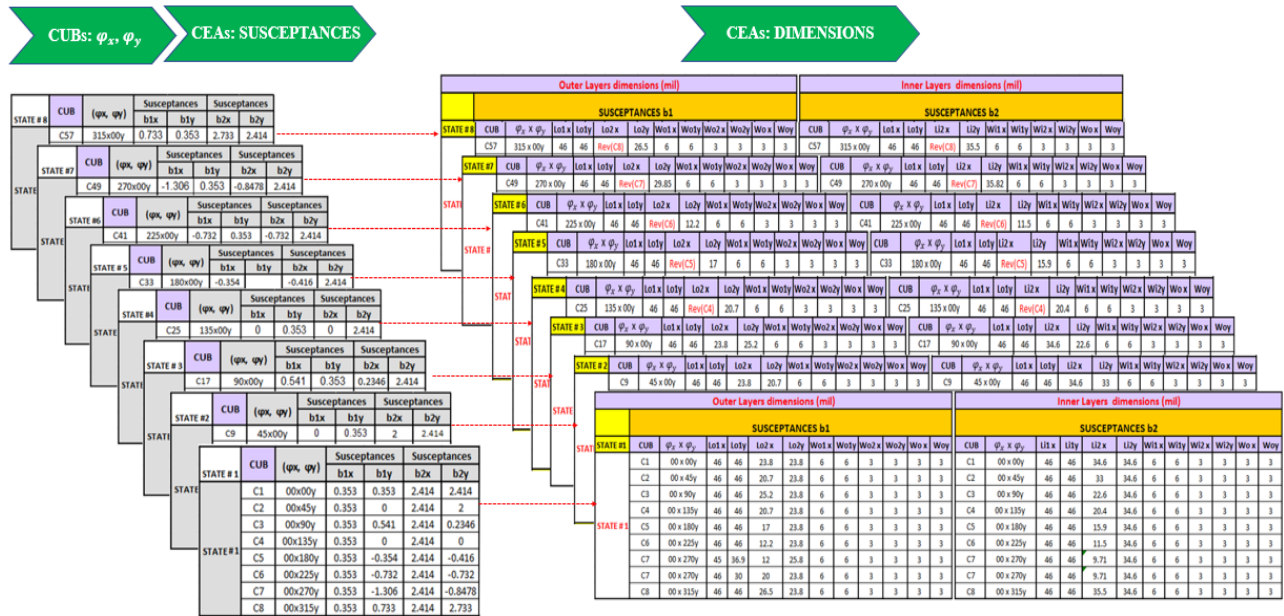


Figure D. 1 Base de données de Susceptances sont connectées à la base de données de paramètres